

Janne Lindroos

# ANTURITTOMAN OIKOSULKUMOOTTORIN SÄÄDÖN SUORITUSKYKY SUUNNANVAIHDOS

Informaatioteknologian ja viestinnän tiedekunta (ITC)  
Diplomityö  
Toukokuu 2019

# TIIVISTELMÄ

Janne Lindroos: Anturittoman oikosulkumoottorin säädön suorituskyky suunnanvaihtoissa  
Diplomityö  
Tampereen yliopisto  
Sähkötekniikan diplomi-insinöörin tutkinto-ohjelma  
Toukokuu 2019

---

Tässä työssä tutkitaan nopeusanturittoman oikosulkumoottorikäytön säätötapojen sekä kulmanopeusestimaattoreiden suorituskykyä moottorin suunnanvaihtotilanteissa. Työn alussa esitellään standardinosturin ja taajuusmuuttajan rakennetta sekä niiden toimintaperiaatetta. Teoriaosuudessa käsitellään lyhyesti moottorin eri sijaiskytkentöjä, nopeusanturittomia moottorisäätömenetelmiä, yleisimpiä nopeusestimaattorimalleja sekä estimaattoreiden stabiilisuusehtoja matalille pyörimisnopeuksille.

Työn tarkoitus on tutkia eri nopeusanturittomien oikosulkumoottorisäätötapojen suorituskykyä ja estimaattoreiden luomien estimaattien tarkkuutta suunnanvaihtoissa. Ensiksi esitetään MRAS:n, SMO:n Laajennetun Kalman-suotimen sekä Luenbergerin havaitsijan rakennetta sekä perusteoriaa. Stabiilisuustarkastelun avulla suunnitellaan estimaattoreiden vahvistukset sellaisiksi, joilla ne kykenevät estimoimaan moottorin kulmanopeutta tarkasti matalilla nopeuksilla. Simuloinnissa testataan kolmea eri estimaattorimallia suunnanvaihtoissa sekä testataan niiden häiriöherkkyyttä että suorituskykyä eri kuormamomenteilla. Laboratoriotesteissä testataan testilaitteen omia anturittomia nopeussäätömenetelmiä eri kuormamomenteilla. Yhteenvedossa vertaillaan eri estimaattoreita ja anturittomia säätötapoja sekä niiden soveltuvuutta nosturikäyttöön. Nosturikäytössä kulmanopeuden estimaattorina pärjasi parhaiten MRAS ja säätötapana FOC.

Avainsanat: anturiton, avaruusvektorisäätö, Kalman-suodin, liukuvan tilan havaitsija, Luenbergerin havaitsija, Mallipohjainen adaptiivinen järjestelmä, moottorisäätö, MRAS, skalaarisäätö, SVC, roottorisuuntautunut vektorisäätö

Tämän julkaisun alkuperäisyys on tarkastettu Turnitin OriginalityCheck -ohjelmalla.

# ABSTRACT

Janne Lindroos: Sensorless induction motor control's performance in direction change  
Master of Science Thesis  
Tampere University  
Master's Degree Programme in Electrical engineering  
May 2019

---

In this work, the performance of speed sensorless induction motor control in direction change situations is investigated. At the beginning of the work, the structure and operation principle of the standard crane and frequency converter are presented. The theory section briefly presents motors T- and inverse- $\Gamma$  equivalent circuits, speed sensorless motor control methods and the most common speed estimator models and their stability conditions in low speed region.

The focus of the work is to study the accuracy of the different speed sensorless induction motor control strategies and the estimates generated by the estimators, and thus the functionality of the motor control. First, the structure and basic theory of MRAS, SMO's Extended Kalman Filter, and Luenberger Observer are presented. Stability examinations goal is to design the gain of the estimators so that these can estimate the angular speed of rotor with good accuracy at low speeds. Simulation models of three estimators are created. Estimators are tested parallel by using closed loop vector control simulation model for direction change situation and these sensitivity for white measurement noise and performance at different load torques. The sensorless speed control accuracy with different loads was tested also in laboratory. In simulation, the MRAS estimator and in motor tests the FOC performed best, which can be used in cranes.

Keywords: direct vector control, Kalman filter, Luenberger observer, motor control, MRAS, Scalar control, sensorless, sliding mode observer, Space vector control.

This publishment's originality has checked by Turnitin OriginalityCheck –program.

## ALKUSANAT

Tämä työ tehtiin Konecranes Global Oy:n taajuusmuuttajakehitystiimille syksyn 2018 ja kevään 2019 aikana. Työn tarkastajina toimivat tohtori Paavo Rasilo ja lehtori Jenni Rekola sekä ohjaajana toimi DI Toni Uusiniitty.

Kiitän Paavo Rasiloa ja Jenni Rekolaan työn tarkastamisesta sekä prosessin tukemisesta koko diplomityön teon aikana. Kiitän ohjaajani Tonia hyvästä ja aktiivisesta opastamisesta, sekä erinomaisista neuvoista. Kiitän esimiestäni Timo Soukkiota tästä mahdollisuudesta tehdä mielenkiintoinen ja haastava diplomityö Konecranesille sekä luottamuksesta työskentelyyn.

Haluan kiittää myös opiskelijatovereitani, teekkarikuoroa, sähkökilttaa sekä muita, joiden kanssa vietin paljon aikaa TTY:llä. Ilman teitä ja aktiivista opiskelijatoimintaa en olisi ihmisenä kasvanut ja kokenut paljon uusia asioita.

Haluan kiittää perhettäni opiskelujeni tukemisesta ja kannustamisesta. Erityiskiitos äidille ja isälle, joiden panostuksensa ansiosta pääsin elämässä ja koulutuksessani näin pitkälle.

Hyvinkäällä 3.5.2019

Janne Lindroos

# SISÄLLYSLUETTELO

1.	JOHDANTO .....	1
2.	NOSTURIKÄYTTÖ .....	3
2.1	Köysinostimen rakenne .....	3
2.2	Nosto- ja siirtomekaniikka .....	4
2.2.1	Nostoliike .....	4
2.2.2	Siirtoliike .....	7
3.	TAAJUUSMUUTTAJA .....	9
3.1	Avaruusvektoriteoria .....	9
3.2	Jännitevälipiirillinen taajuusmuuttaja .....	11
4.	OIKOSULKUMOOTTORI .....	15
4.1	Oikosulkumoottorin toimintaperiaate .....	15
4.2	Stationaarinen malli .....	16
4.2.1	Oikosulkumoottorin käänteis- $\Gamma$ -sijaiskytkentä .....	18
5.	OIKOSULKUMOOTTORIN ANTURITON SÄÄTÖ .....	22
5.1	Säätötavat .....	22
5.1.1	Skalaarisäätö .....	22
5.1.2	Vektorisäätö roottorivuokoordinaatistossa .....	23
5.2	Nopeuden estimaattorit .....	30
5.2.1	MRAS .....	30
5.2.2	Luenbergerin havaitsija .....	31
5.2.3	SMO .....	33
5.2.4	Laajennettu Kalman-suodin EKF .....	34
5.3	Estimaatin stabiilisuus matalilla nopeuksilla .....	36
5.3.1	MRAS estimaattorin stabiilisuusanalyysi .....	37
5.3.2	Luenbergerin havaitsijan stabiilisuus .....	37
5.3.3	SMO:n stabiilisuus .....	38
6.	SIMULOINNIT .....	40
6.1	Suunnanvaihtojen stabiilisuus .....	40
6.1.1	MRAS .....	40
6.1.2	Luenbergerin havaitsija .....	42
6.1.3	SMO .....	44
7.	LABORATORIOMITTAUKSET .....	45
7.1	Mittauslaitteisto .....	45
7.2	Anturittoman säätömenetelmien toimivuus suunnanvaihdossa .....	46
7.2.1	Skalaarisäätö .....	46
7.2.2	Vektorisäätö .....	48
7.2.3	SVC .....	50
8.	TULOKSET JA YHTEENVETO .....	52
	LÄHTEET .....	54
	LIITE A: LYAPUNOVIN STABIILISUUSANALYYSI .....	56

LIITE B. SIMULINK MALLIT .....	59
--------------------------------	----

## LYHENTEET JA MERKINNÄT

AC	Vaihtovirta
DC	Tasavirta
EKF	(Extended Kalman filter) Laajennettu Kalman-suodin
FOC	(Field oriented control) Vektorisäätö
MRAS	(Model reference adaptive system) Mallipohjainen adaptiivinen järjestelmä
PWM	(Pulse width modulation) Pulssinleveysmodulaatio
SMO	(Sliding mode observer) Liukuvan tilan havaitsija
SPWM	(Sine pulse width modulation) Sinipulssinleveysmodulointi
SVC	(Sensorless vector control) Anturitonvektorisäätö
SVPWM	(Space vector pulse width modulation) Avaruusvektorimodulointi
WRH	(Wire rope hoist) Köysinostin
$a$	<i>Kiihtyvyys</i>
$\alpha$	<i>Kaistanleveys</i>
$\cos\varphi$	<i>Tehokerroin</i>
$\Delta$	<i>Muutos</i>
$e$	<i>Erosuure</i>
$f_s$	<i>Syöttöjännitteen taajuus</i>
$g$	<i>Putoamiskiihtyvyys</i>
$F$	<i>Voima</i>
$I_0$	<i>Magnetointivirta</i>
$I_1$	<i>Staattorivirta</i>
$I_2'$	<i>Moottorin staattoripuolelle redusoitu roottorivirta</i>
$i$	<i>Vaihteiston välitysluku, virran hetkellisarvo</i>
$L$	<i>Käämitys, induktanssi</i>
$J_1$	<i>Suoraviivaisesti liikkuvia massoja vastaava hitausmomentti moottorin akselille redusoituna</i>
$J_B$	<i>Jarrun hitausmomentti</i>
$J_{C1}$	<i>Moottorin ja vaihteen välisen kytkimen hitausmomentti</i>
$J_{C2}'$	<i>Vaihteen ja telan välisen kytkimen hitausmomentti moottorin akselille redusoituna</i>
$J_D$	<i>Telan hitausmomentti moottorin akselille redusoituna</i>
$J_G$	<i>Vaihteiston hitausmomentti</i>
$J_l$	<i>Taakan aiheuttama hitausmomentti moottorin akselille redusoituna</i>
$J_M$	<i>Moottorin hitausmomentti</i>
$J_{tot}$	<i>Kokonaishitausmomentti</i>
$J_w$	<i>Kantopyörän hitausmomentti</i>
$k$	<i>Vahvistus</i>
$m$	<i>Massa</i>
$m_0$	<i>Nostoelimen massa</i>
$m_n$	<i>Nostettavan taakan massa</i>
$n$	<i>Moottorin akselin pyörimisnopeus</i>
$\omega$	<i>Kulmataajuus</i>
$\omega_m$	<i>Mekaaninen pyörimisnopeus</i>
$\Psi$	<i>Vuo</i>
$p$	<i>Moottorin napapariluku</i>
$P$	<i>Sähköinen teho</i>

$Q$	<i>Loisteho</i>
$P_f$	<i>Akseliteho</i>
$P_g$	<i>Ilmaväliteho</i>
$P_y$	<i>Teho</i>
$R$	<i>Kovarianssimatriisi</i>
$R_1$	<i>Moottorin staattoripuolen resistanssi</i>
$R'_2$	<i>Moottorin roottoripuolen resistanssi staattoripuolelle redusoituna</i>
$r$	<i>Telansäde</i>
$s$	<i>Suhteellinen jättämä, Laplace operaattori</i>
$sw$	<i>Kytkentätila</i>
$S$	<i>Näennäisteho</i>
$\theta$	<i>Vaihekulma</i>
$T, \tau$	<i>Aikavakio</i>
$T$	<i>Momentti</i>
$T_m$	<i>Moottorin tuottama vääntömomentti</i>
$T_f$	<i>Siirtoliikkeen tasaisen voiman vaatima akseli momentti</i>
$T_{fa}$	<i>Laskusuuntainen momentti</i>
$T_{fy}$	<i>Nostomomentti</i>
$T_{n1}$	<i>Nostoliikkeen vakiomomentti</i>
$T_{n2}$	<i>Nostoliikkeen kiihdyttävämomentti</i>
$t$	<i>Aika</i>
$u$	<i>Jännitteen hetkellisarvo</i>
$U$	<i>Jännitteen tehollisarvo</i>
$u_{cr}$	<i>Kantoaalto</i>
$u_L$	<i>Kytkentäsekvenssi</i>
$v$	<i>Nopeus</i>
$V$	<i>Tilojen kohinamatriisi</i>
$w$	<i>Suhteellinen vierintävastus</i>
$W$	<i>Työ</i>
$X$	<i>Reaktanssi</i>
$x_0$	<i>Avaruusvektorin nollakomponentti</i>
$\eta'$	<i>Mekaaninen hyötysuhde</i>
$\eta'_G$	<i>Vaihteen mekaaninen hyötysuhde</i>

### Alaindeksit

$\alpha$	<i>Avaruusvektorin reaalikomponentti staattorikoordinaatistossa</i>
$\beta$	<i>Avaruusvektorin imaginäärikomponentti staattorikoordinaatistossa</i>
$acc$	<i>Kiihdytykseen liittyvä suure</i>
$a, b, c$	<i>Kolmivaiheisen järjestelmän vaihesuureet</i>
$c$	<i>PI-säädin</i>
$cl$	<i>Suljettu järjestelmä</i>
$d$	<i>Avaruusvektorin reaalikomponentti roottorivuokoordinaatistossa, diskreetti</i>
$dec$	<i>Hidastukseen liittyvä suure</i>
$est$	<i>Estimaatti</i>
$i$	<i>PI-säätimen i-vahvistus</i>
$l, \sigma$	<i>Hukka</i>
$L$	<i>Kuorma</i>
$load$	<i>Kuorman suure</i>



$m, M$	<i>Magnetointisuure</i>
$max$	<i>Huippuarvo</i>
$n$	<i>Nimellisarvo</i>
$p$	<i>PI-säätimen p-vahvistus, napapariluku</i>
$q$	<i>Avaruusvektorin imaginäärikomponentti roottorivuokoordinaatistossa</i>
$r, R$	<i>Roottorisuure</i>
$rise$	<i>Nousu</i>
$s$	<i>Staattorisuure</i>
$sync$	<i>Synkroninen suure</i>
$v$	<i>Vaihesuure</i>

### **Yläindeksit**

$mr$	<i>Roottorivuokoordinaatisto</i>
$r$	<i>Roottorikoordinaatisto</i>
$ref$	<i>Ohjearvo</i>
$s$	<i>Staattorikoordinaatisto</i>

### **Muut merkinnät**

$\wedge$	<i>Estimaatti</i>
$ \mathbf{x} $	<i>Vektorinpituus</i>
$\dot{x}$	<i>Derivaatta</i>
$\underline{x}$	<i>Vektori</i>

# 1. JOHDANTO

Oikosulkumoottori on nostureissa eniten käytetty sähkömoottori johtuen sen edullisuudesta ja luotettavuudesta. Portaaton nopeussäätö jännitevälipiirisellätaajuusmuuttajalla on parantanut nostoliikkeen suorituskykyä ja dynamiikkaa. Yleisimmät tunnetut oikosulkumoottorin ohjausmenetelmät ovat vektorisäätö ja avaruusvektorisäätö, jotka perustuvat avaruusvektorimalliin sekä skalaarisäätö, joka perustuu moottorin jatkuvan tilan malliin. Vektorisäädössä virran magneettivuota ja momenttia muodostavia komponentteja säädetään erikseen. Skalaari ja avaruusvektorisäädössä nopeussäätö toteutetaan jänniteohjeella, jonka haluttu amplitudi ja taajuus saavutetaan avaruusvektorimoduloinnilla. Avaruusvektorimoduloinnilla tuotetaan kytkentäohjeet vaihtosuuntausillan kytkimille.

Standardinosturien oikosulkumoottorin vektorisäätö halutaan rakentaa nopeusanturittomana ilman kallista ja häiriöherkkää kulmanopeusanturia. Anturittomassa vektorisäädössä nopeus saadaan estimoitua estimaattorilla mitattujen staattorivirran ja -jännitteen avulla, joilla se laskee erilaisten matemaattisten mallien avulla roottorin kulmanopeuden estimaatin. Nopeuden estimoinnissa suurimpina ongelmina ovat matalat nopeudet sekä nollan ylitys. Työn tavoitteena on löytää nosturikäyttöön laskennallisesti yksinkertainen sekä luotettava estimaattori, jonka estimaattia voidaan käyttää luotettavasti moottorisäädössä ja joka toimii luotettavasti erityisesti suunnanvaihdossa.

Työssä tutkitaan kolmen estimaattorin stabiilisuutta suunnanvaihdossa matemaattisella mallinnuksella MATLAB Simulink ohjelmalla sekä testataan testitaajuusmuuttajan omia anturittomia nopeussäätömenetelmiä testilaboratorion suunnanvaihtotesteillä. Käsiteltävinä estimaattoreina ovat mallipohjainen adaptiivinen järjestelmä (MRAS), liukuvan tilan havaitsija (SMO), laajennettu Kalman-suodin (EKF) sekä Luenbergerin havaitsija.

Kappaleessa 2 esitetään nosturin perusrakenne sekä sen toimintaperiaate. Luvussa 3 käsitellään vaihtosähkösuureiden käsittelyyn kehitettyä avaruusvektorteoriaa sekä tarkemmin nykyään käytössä olevan taajuusmuuttajan rakennetta sekä sen toimintaperiaatetta. Luvussa 3 tutustutaan oikosulkumoottorin perusrakenteeseen sekä sen yleiseen toimintaperiaatteeseen. Tässä luvussa käsitellään myös moottorin analyysiä helpottavia T- sekä käänteis- $\Gamma$ -sijaiskytkentöjen muodostamisen perusperiaatteet. Luvussa 5 käsitellään skalaari eli  $U/f$ - ja vektorisäädön perusteoriaa, tutustutaan neljän estimaattorin yleisrakenteeseen sekä tutustutaan kolmen estimaattorin stabiilisuus analyysiin matalilla kulmanopeuksilla. Luvussa 6 toteutetaan MRAS:n, SMO:n sekä Luenbergerin havaitsijan varsinainen mallinnus sekä analysoidaan niistä saatuja tuloksia. Luvussa 7 testataan testilaitteiston anturitonta  $U/f$ -, vektori- sekä SVC-säädön suorituskykyä vastaavasti kuin

simuloinnissa. Lopuksi yhteenvedossa vertaillaan simuloitujen estimaattoreiden sekä testattujen testitaajuusmuuttajan omia anturittomien nopeussäättömenetelmien tuloksia. Yhteenvedossa myös pohditaan nosturikäyttöön parhaiten soveltuvaa estimaattoria, joka on laskennallisesti yksinkertaisin ja luotettavin sekä esitetään asioita, joita tutkitaan myöhemmissä jatkotutkimuksissa.

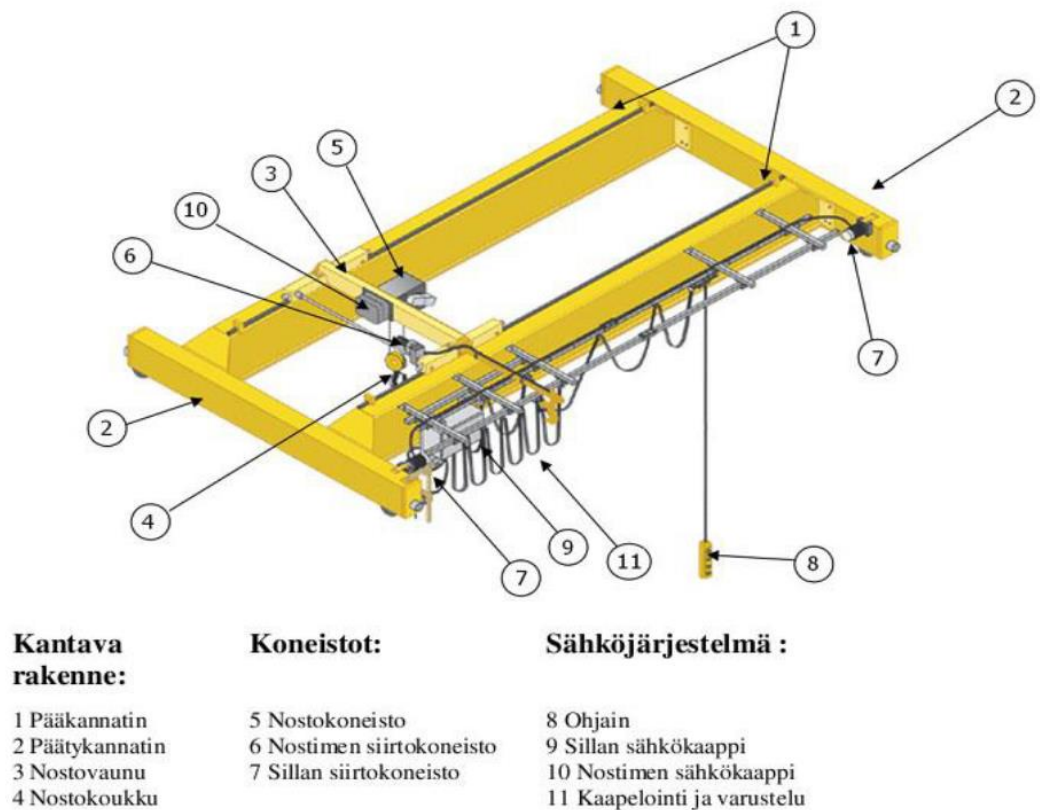
## 2. NOSTURIKÄYTTÖ

Tässä luvussa tutustutaan oleelliseen osaan nosturin teoriasta sähkökäytön mallintamisen kannalta sekä köysinosturin yleiseen rakenteeseen että mekaniikkaan.

### 2.1 Köysinostimen rakenne

Nosturit voidaan jakaa viiteen perustyyppiin, joita ovat silta-, pukki-, kääntöpuomi-, torni- ja autonosturi. Työssä käsitellään köysikäyttöistä siltanosturia, jonka rakennetta ja mekaniikkaa esitellään lyhyesti. Siltanostureita käytetään yleisesti teollisuudessa esineiden ja materiaalien nostoon sekä siirtoon. [6]

Siltanosturit ovat rakennuksen katon rajaan sijoitettuja nostureita, joissa on yleisimmin yksi tai kaksi pääkannattajaa. Erikoissovelluksissa on myös käytössä kolmen tai neljän pääkannattajan siltanostureita. Kuvassa 1 nähdään yleisimmin käytetty kaksipääkannattainen siltanosturi sekä sen komponentit. [6]



*Kuva 1 Siltanosturin rakennekuva [13]*

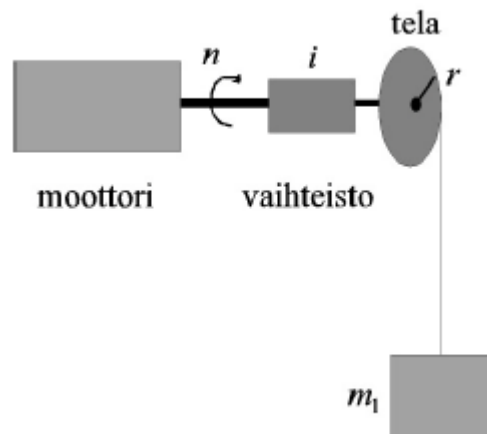
Siltanosturi koostuu päädyistä ja kannattajista. Nosturin päädyissä sijaitsee siirtokoneisto, joka koostuu siirtomootoreista, vaihteista sekä kantopyörästä. Silta liikkuu kantopyöräiden varassa katonrajassa olevia kiskoja eli nosturirataa pitkin. Vaunuja voi sillalla olla myös useita. Vaunu liikkuu pääkannattajia pitkin oman siirtokoneistonsa avulla. Sillan sivussa on nosturin huoltotaso ja sähkökaapit. Nosturin ohjaimena toimii joko riippuva ohjain eli pendantti tai radio-ohjain. [6]

## 2.2 Nosto- ja siirtomekaniikka

Nosto- ja siirtoliikkeen momentin tarve ovat hyvin erilaisia. Ideaalisesti nostoliikkeessä tasaisella nopeudella nostettava nimellinen kuorma vaatii jatkuvasti nostomootorilta nimellisen momentin. Siirtoliikkeessä tasaisella nopeudella vaaditaan huomattavasti nimellistä pienempi momentti siirtomootorilta. Nosto- ja siirtoliikkeen vaatima vääntömomentti ja mekaaninen teho esitetään tämän vuoksi erikseen.

### 2.2.1 Nostoliike

Nostoliikkeen mekaniikan yksinkertaistettu rakenne on nähtävissä kuvassa 2.



*Kuva 2 Yksinkertaistettu kuva nostomekaniikasta [13]*

Moottori on kytketty telaan vaihteiston välityksellä ja moottorin tuulettimen puoleiseen päähän asennetun jarrun tehtävänä on pitää kuorma paikoillaan, kun sitä ei kannatella moottorin tuottamalla momentilla. Vaihteistolla muunnetaan nostoon vaadittua momenttia ja nostonopeutta moottorille sopivaksi. Nosto tehdään kelaamalla nostoköyttä köysitelan ympärille, jolloin pyörimisliike saadaan muunnettua suoraviivaiseksi liikkeeksi. Nostoliikkeessä tarvittava mekaaninen teho voidaan määritellä yleisesti

$$P_y = \frac{dW}{dt} \leftrightarrow W = \int_{t_1}^{t_2} P_y dt \quad (1)$$

$$P_y = T\omega = Fv, \quad (2)$$

jossa  $P_y$  on tuotettu teho,  $W$  työ,  $T$  momentti,  $\omega$  akselin kulmanopeus,  $F$  voima ja  $v$  nopeus. [13]

Tasaisessa nostoliikkeessä tarvittava momentti  $T_{nl}$  voidaan laskea yhtälöstä (3). Ratkaisemalla yhtälöstä (4) telasäteen ja vaihteiston välityksen suhde  $r/i$ , saadaan yhtälö (3) yksinkertaisempaan muotoon

$$T_{nl} = \frac{m_l g r}{i \eta'} = \frac{m_l g v}{2 \pi n \eta'} \quad (3)$$

$$v = \frac{2 \pi n r}{i}, \quad (4)$$

jossa  $T_{nl}$  on vakionostonopeudella muodostuva momentti,  $m_l$  nostettava massa,  $g$  putoamiskiihtyvyys,  $r$  telansäde,  $i$  vaihteiston vällys,  $\eta'$  mekaaninen hyötysuhde sekä  $n$  moottorin akselin pyörimisnopeus. [13]

Kuormaa nostettaessa mekaaniset häviöt kasvattavat akselimomenttia, jonka vaikutuksesta mekaaninen hyötysuhde  $\eta' = \eta$  ja vastaavasti kuormaa laskettaessa häviöt pienentävät akselimomenttia, jonka vaikutuksesta  $\eta' = 1/\eta$ . Jos tunnetaan vastamomentti kuormaa nostettaessa  $T_{fy}$  sekä mekaaninen kokonaishyötysuhde  $\eta'$ , voidaan laskusuuntaisessa liikkeessä vaadittu momentti laskea

$$T_{fa} = \eta^2 T_{fy}. \quad (5)$$

Koska tasaiselle pyörimisliikkeelle pätee (2), voidaan tasaisessa nostoliikkeessä vaadittu akselimomentista laskea vaadittu akseliteho  $P_f$

$$P_f = \frac{m_n g v}{\eta'}. \quad (6)$$

Kiihdyttämiseen tarvitaan tasaisen nopeuden momentin lisäksi lisämomentti. Kun oletetaan kulmanopeuden olevan lineaarinen, voidaan kiihdyttämiseen vaadittavaa lisämomentti esittää

$$T_{acc} = \frac{\Delta \omega}{t_{acc}} J_{tot}, \quad (7)$$

missä  $\Delta \omega$  on mekaanisen kulmanopeuden muutos,  $t_{acc}$  kiihdytysaika ja  $J_{tot}$  on koneiston kokonaishitausmomentti.

Kokonaishitausmomentti saadaan laskemalla yhteen koneiston eri osien kuten moottorin, jarrun, vaihteiston, kytkimien, telan sekä kuorman hitausmomentit yhtälön (8) mukaisesti. Nostovaihteen takana vaikuttavat hitausmomentit tulee redusoida moottorin akselille, jolloin kokonaishitausmomentti voidaan esittää

$$J_{tot} = J_B + J_M + J_{C1} + J_G + J'_{C2} + J'_D + J'_l, \quad (8)$$

missä  $J_B$  on jarrun hitausmomentti,  $J_M$  on moottorin hitausmomentti,  $J_{C1}$  on kytkimen  $C_1$  hitausmomentti,  $J_G$  on vaihteen hitausmomentti,  $J'_{C2}$  on kytkimen  $C_2$  hitausmomentti redusoituna moottorin akselille,  $J'_D$  on telan hitausmomentti redusoituna moottorin akselille sekä  $J'_l$  on taakan aiheuttama hitausmomentti redusoituna moottorin akselille. [13]

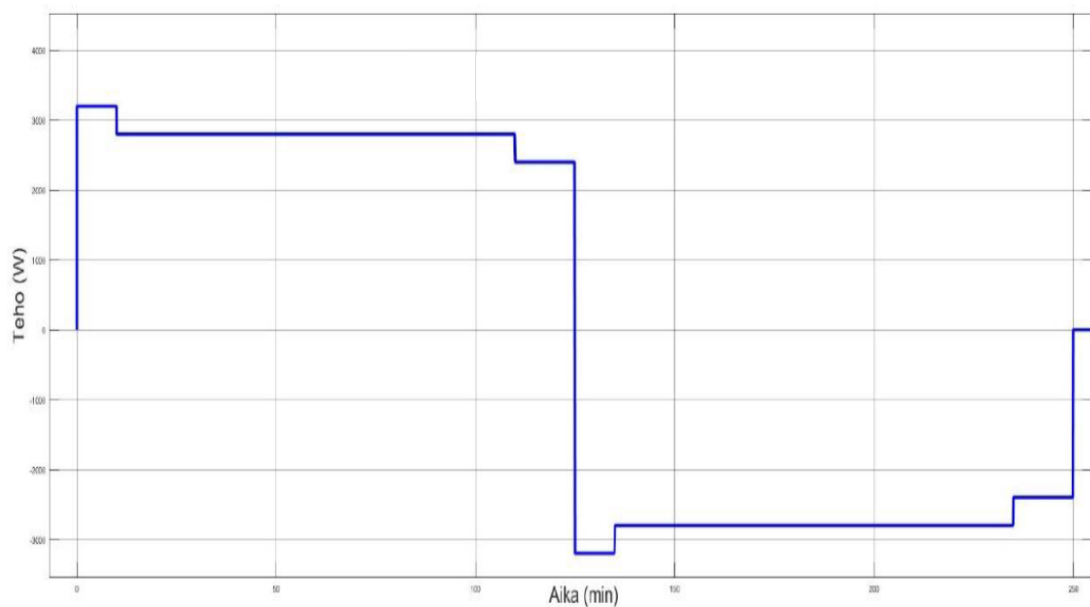
Moottorin akselille redusoitua momenttia, joka kuormittaa moottoria vaihteen takana voidaan esittää

$$T' = T \frac{1}{\eta_G'} \frac{1}{i}, \quad (9)$$

missä  $T'$  on moottorin vastamomentti redusoituna moottorin akselille,  $T$  on vastamomentti vaihteen takana,  $\eta_G'$  on vaihteen hyötysuhde ja  $i$  on vaihteen välityssuhde. Vaihteen hyötysuhde kasvattaa tai pienentää momenttia riippuen momentin suunnasta. Moottorin akselille redusoitua hitausmomenttia, joka kuormittaa moottoria vaihteen takana, voidaan esittää momentin (9) tavoin

$$J' = J \frac{1}{\eta_G'} \frac{1}{i^2}, \quad (10)$$

missä  $J'$  on hitausmomentti redusoituna moottorin akselille ja  $J$  on hitausmomentti akselin takana. Kuvassa 3 nähdään nosto- ja laskuliikkeen momentin periaatekuva. [13]



**Kuva 3 Nosto- ja laskuliikkeen momentin periaatekuva [13]**

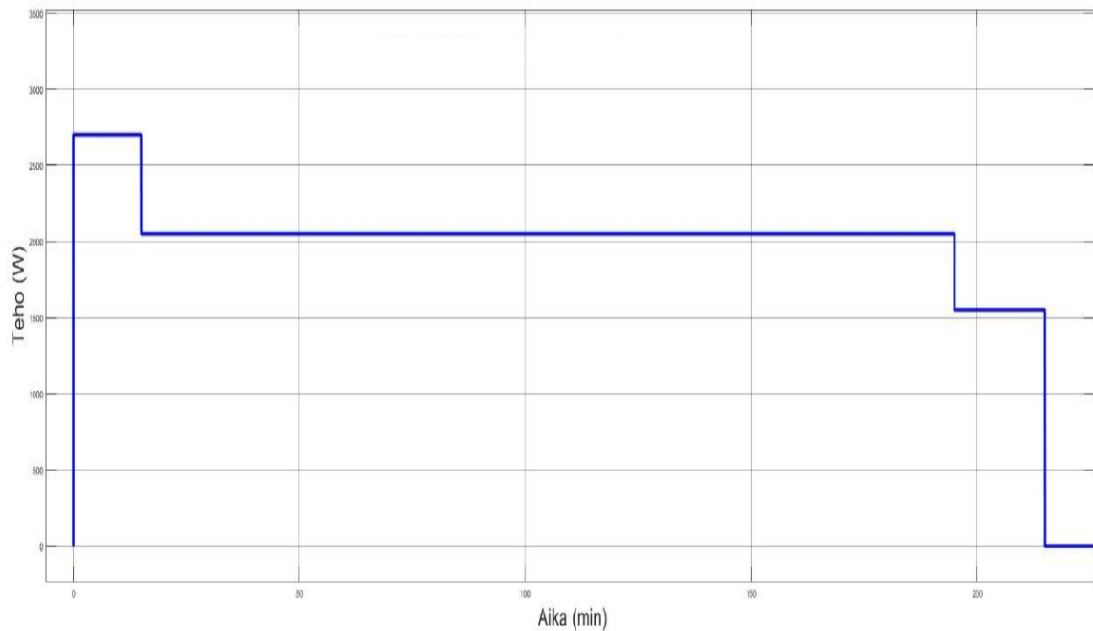
Yhtälön (8) hitausmomentit kytkimelle  $C_2$ ,  $J'_{C2}$  sekä telalle,  $J'_D$  saadaan redusoitua yhtälön (10) avulla, kun tunnetaan komponenttien hitausmomentit. Nostosuunnassa suoraviivaisesti liikkuvien massojen hitausmomentti  $J'_1$  voidaan redusoida moottorin akselille [4]:

$$J'_1 = \left( \frac{v}{\omega_m} \right)^2 \frac{m_0 + m_l}{\eta'} \quad (11)$$

jossa  $m_0$  on nostoelimen massa eli koukun massa,  $m_l$  nostettavan taakan,  $\omega_m$  on moottorin kulmanopeus ja  $v$  on nostonopeus. [13]

## 2.2.2 Siirtoliike

Siirtoliikkeen koneisto on hyvin samankaltainen kuin nostokoneisto. Erona on se, että siirtokoneistossa vaihteen jälkeen on köysitelan sijaan kantopyörä. Siirtokoneistossa jarrua käytetään pitojarruna, jolloin siirtoliike pysäytetään jarrun avulla vain hätätilanteissa. Jarruun ei kohdistu voimia koneiston ollessa paikoillaan. Kuvassa 4 nähdään siirtoliikkeen momentin periaatekuva.



**Kuva 4 Siirtoliikkeen momentin periaatekuva [13]**

Siirtoliikkeelle tasaisen voiman vaatima akselimomentti  $T_f$  voidaan esittää

$$T_f = \frac{(m_0 + m_L)wv}{\omega_m \eta'}, \quad (12)$$

missä  $w$  on suhteellinen vierintävastus,  $m_L$  siirtokuorman massa ja  $m_0$  on nostoelimen massa. Suhteellinen vierintävastus  $w$  voidaan laskea

$$w = \mu g \quad (13)$$

jossa  $\mu$  on vierintävastuskerroin ja  $g$  on putoamiskiihtyvyys.



Mekaaninen kokonaishyötysuhde on, kuten nostoliikkeessä, tasaisella nopeudella ajaessa tai kiihdyttäessä  $\eta' = \eta$  ja jarruttaessa  $\eta' = 1/\eta$ . Siirtoliikkeen vaatima teho  $P_f$  voidaan laskea

$$P_f = \frac{(m_0 + m_L)wv}{\eta'}. \quad (14)$$

Siirtoliikkeessä kiihdytyksen aikana vaadittu huippumomentti  $T_{max}$  voidaan esittää tasaisen liikkeen vaatiman akselimomentin ja hitausmassojen kiihdyttämiseen vaadittavan momentin summana

$$T_{max} = T_f + T_{acc}, \quad (14)$$

missä  $T_{acc}$  on kiihdytyksen vaatima momentti, joka lasketaan samoin kuin nostoliikkeellä. Siirtoliikkeen kokonaishitausmomentti  $J_{tot}$  voidaan laskea

$$J_{tot} = J_B + J_M + J_{C1} + J_G + J'_w + J'_1, \quad (15)$$

missä  $J'_w$  on kantopyörän hitausmomentti moottorin akseliin redusoituna sekä  $J'_1$  on suoraviivaisesti liikkuvien massojen hitausmomentti redusoituna siirtomoottorin akselille. [13]

### 3. TAAJUUSMUUTTAJA

Tehopuolihteiden ja ohjauselektroniikan kehittymisen ansiosta voidaan soveltaa monimutkaisia algoritmeja vaihtosähkökoneiden säätöön. Taajuusmuuttajalla syötettyä oikosulkumootoria voidaan hallita vektorisäädön avulla samoilla tavoilla kuin erillismagneetoitua tasavirtakonetta, jossa koneen magnetointia sekä vääntömomenttia voidaan ohjata toisistaan riippumatta.

Taajuusmuuttajalla voidaan muuntaa vakiotaajuinen ja -jännitteinen verkkosähkö haluttuun jännitteeseen ja taajuuteen. Ensin tutustutaan avaruusvektoriteoriaan, joka helpottaa kolmivaiheisten järjestelmien tarkastelua sekä tutustutaan teollisuudessa eniten käytettyyn taajuusmuuttajatyypin.

#### 3.1 Avaruusvektoriteoria

Avaruusvektoriteoria on Kovácsin ja Rácsin 1950-luvulla Euroopassa kehittämä tapa kuvata vaihtosähkökoneiden sähkömagneettiset suureet pyörivien osoittimien avulla. Avaruusvektoriteoria on hyödyllinen oikosulkumootoreiden esittämiseen, koska niissä staattori ja roottori ovat symmetriset. Kolmivaiheisen suureen  $x$  avaruusvektori stationaarisessa koordinaatistossa voidaan esittää vaihesuureiden  $x_a, x_b$  ja  $x_c$  avulla: [4]

$$\underline{x}^s = \frac{2}{3}(x_a + \underline{a}x_b + \underline{a}^2x_c), \quad (16)$$

missä

$$\underline{a} = e^{j2\pi/3} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \quad (17)$$

$$\underline{a}^2 = e^{j4\pi/3} = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}. \quad (18)$$

Kolmivaihejärjestelmän nollakomponentti  $x_0$  on

$$x_0 = \frac{1}{3}(x_a + x_b + x_c). \quad (19)$$

Avaruusvektori malli voidaan esittää reaali- ja imaginäärikomponenttien summana, jolloin

$$\underline{x}^s = x_\alpha + jx_\beta. \quad (20)$$

Yhtälöt (16)-(19) voidaan esittää matriisimuodossa [5]

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}. \quad (21)$$

Oikosulkumoottorin vaiheet voidaan olettaa olevan symmetrisiä, johtuen staattorin ja roottorin symmetrisistä käämityksistä. Tämän oletuksen pohjalta nollakomponentti jätetään huomioimatta, koska kolmivaiheisten symmetristen siniaaltojen komponenttien summa on nolla jokaisella ajan hetkellä. Tämän myötä (21) muuttuu seuraavasti

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}. \quad (22)$$

Kolmivaihejärjestelmän vaihesuureet voidaan ratkaista erikseen avaruusvektorista sekä järjestelmän nollakomponentista seuraavasti [5]:

$$\begin{aligned} x_a &= \operatorname{Re}\{\underline{x}^s\} + x_0(t) \\ x_b &= \operatorname{Re}\{a^2 \underline{x}^s\} + x_0(t) \\ x_c &= \operatorname{Re}\{a \underline{x}^s\} + x_0(t). \end{aligned} \quad (23)$$

Avaruusvektorisuureet esitetään yleensä koordinaatistossa, jossa yhtälöt ovat mahdollisimman yksinkertaisia, mikä helpottaa niiden käsittelyä säädössä.

Avaruusvektorisuureet esitetään usein koordinaatistossa, jossa käsiteltävät yhtälöt ovat mahdollisimman yksinkertaisia. Stationaarisessa koordinaatistossa esitetty avaruusvektori voidaan muuntaa mielivaltaiseen koordinaatistoon  $k$ , joka on kulmassa  $\theta_k$  stationaariseen koordinaatistoon nähden [5]:

$$\underline{x}^k = \underline{x}^s e^{-j\theta_k}. \quad (24)$$

Parkin muunnoksen avulla voidaan myös muuttaa yhtälö (22) muotoon

$$\begin{bmatrix} x_d(t) \\ x_q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_k & \sin \theta_k \\ -\sin \theta_k & \cos \theta_k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha(t) \\ x_\beta(t) \end{bmatrix} \quad (25)$$

Ja vastaavasti käänteismuunnos

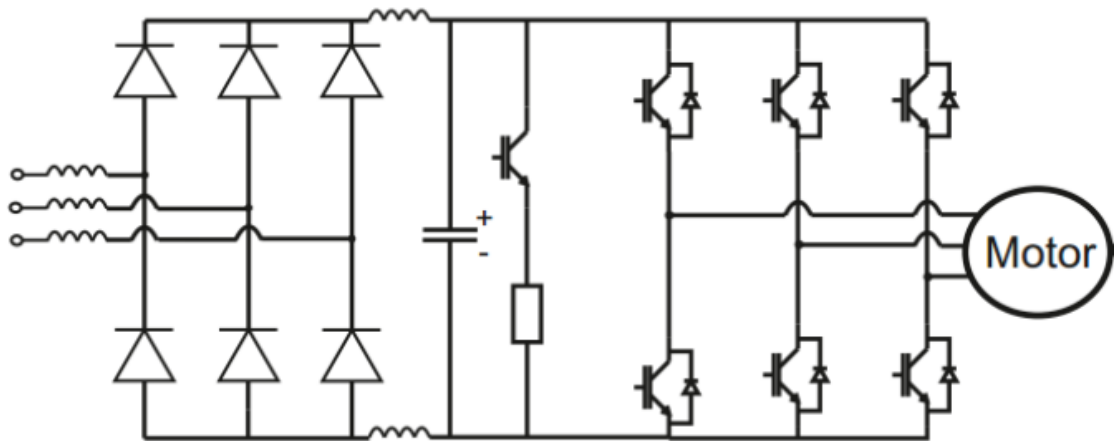
$$\begin{bmatrix} x_\alpha(t) \\ x_\beta(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_k & -\sin \theta_k \\ \sin \theta_k & \cos \theta_k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d(t) \\ x_q(t) \end{bmatrix} \quad (26)$$

Tarkasteltaessa oikosulkumoottoria, koordinaatisto pyörii roottorivuon kulmanopeudella. [5]

### 3.2 Jännitevälipiirillinen taajuusmuuttaja

Teollisuudessa yleisimmin käytetty 2-tasoinen jännitevälipiirinen taajuusmuuttaja on esitetty kuvassa 5. Taajuusmuuttaja koostuu tasasuuntaussillasta, välipiiristä, jarrukatkojasta sekä vaihtosuuntaussillasta. [11]

Tasasuuntausilta edeltävät mahdolliset suodinkäämit suodattavat verkosta otettua virtaa, sillä diodisillan verkkovirrat sisältävät runsaasti harmonisia yliaaltoja. Tasasuuntaussilta koostuu diodeista, jotka tuottavat syötettävästä vaihtosähköstä tasajännitteen välipiiriin, eli tasasuuntaa vaihtosähköä. Välipiirissä oleva kondensaattori varastoi energiaa ja tasaa diodisillan tuottamaa jännitettä. Vaihtosuuntaussillalla on kuusi IGBT-transistoria, joiden rinnalle kytketään 0-diodit. 0-diodit tarjoavat kulkutien vastakkaissuuntaiselle virralle, jotta IGBT ei rikkoonnu. Oikosulkumoottori on induktiivinen kuorma, joten jännite ja virta eivät ole samassa vaiheessa.

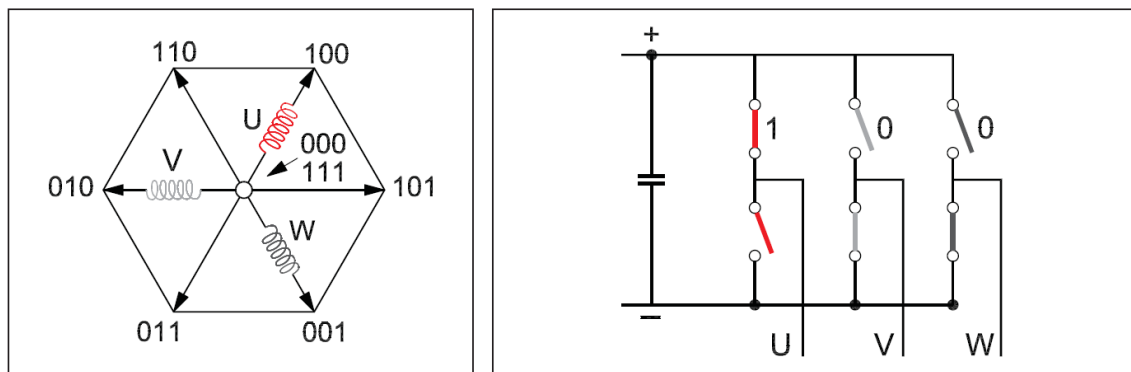


*Kuva 5. 2-tasoinen jännitevälipiirillinen taajuusmuuttaja [11]*

Nosturikäytössä taakkaa laskettaessa nostomoottori toimii generaattorina, jolloin se syöttää energiaa takaisin välipiiriin. Tämän vuoksi välipiirin kondensaattori latautuu ja sen jännite nousee. Taajuusmuuttaja voidaan varustaa kytkinmoduulista ja jarruvastuksesta koostuvalla jarrukatkojapiirillä, jolla voidaan estää välipiirin ylijännite. Jarruvastuksessa lämmöksi muuttuvaa tehoa voidaan hallita katkojan ohjauksella, esimerkiksi pulssinleveysmoduloinnilla. [8]

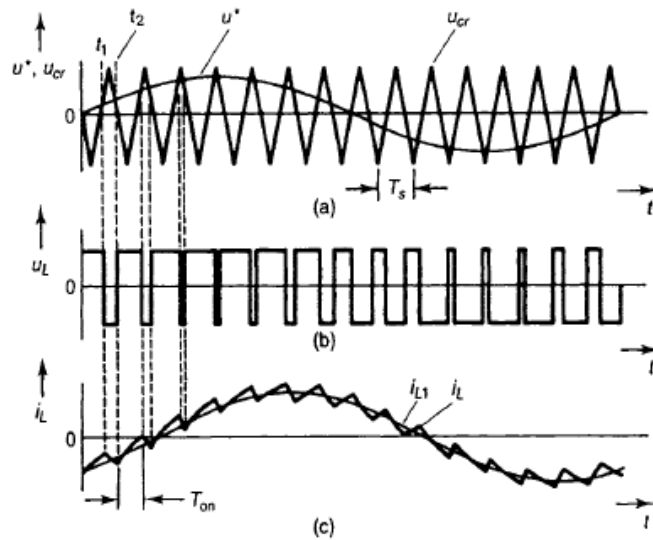
Vaihtosuuntaajan tehtävänä on tuottaa halutun suuruinen ja taajuinen jännite moottorille, joka saadaan ohjaamalla vaihtosuuntaajasillan kytkinkomponentteja sopivalla tavalla. Yleisimmät moottorin ohjaustavat ovat avaruusvektorimodulointi (SVPWM) sekä sini-vektorimodulointi (SPWM). Avaruusvektorimodulointi perustuu avaruusvektoriteoriaan, jossa avaruusvektori muodostuu eri vaiheiden jännitteiden hetkellisarvojen summasta, joista jokainen termi on kerrottu magnetointiakselinsa suuntaisella yksikkövektorilla.

Vaihtosuuntaajan eri vaiheiden kytkimistä vain toinen voi olla kytkettynä kerrallaan, jolloin kukin vaihe on tietyssä hetkenä kytkettynä joko välipiirin positiiviseen tai negatiiviseen kiskoon. Näin saadaan kahdeksan eri kytkentäkombinaatiota, joista jokaista voidaan kuvata kuvassa 6 olevan avaruusvektorin avulla. Kuvassa 6 nähdään myös suuntaajan eri kytkintiloja vastaavat kytkentävektorit. Jotta saataisiin haluttu jännite ja taajuus moottorille, on kytkinvektoreita käytettävä siten, että jännitteen ohjevektori saadaan muodostettua. Tämä ohjausvektori toteutetaan vektorimoduloinnin avulla siten, että modulointijakson aikana käytetään kahta ohjevektoria lähinnä olevaa vektoria ja nollavektoria hyväksi. Kytkinkombinaatioiden kesto lasketaan siten, että kytkinvektorien aikakeskiarvo kunkin modulointijakson aikana on sama kuin jännitevektoriohje kyseisenä hetkenä. [8]



**Kuva 6. Havainnekuva vektorimoduloinnin tiloista, joista esimerkkinä  $U$ -vektorin muodostus [10]**

Kuvassa 7 nähdään taajuusmuuttajan ulostulojännitteen ja -virran periaatteelliset käyrämuodot, joissa on jännitteen ohjauskäyrä  $u^*$ , kantoaalto  $u_{cr}$ , pulssinleveysmodulaation (PWM) kytkentäsekvenssiä  $u_L$  sekä modulaation vaikutusta virran  $i_L$  käyrämuotoon. Kuvassa 7 nähdään, että riittävän suurella kytkentätaajuudella saadaan melko tarkasti sinimuotoista virtaa. Tyypillisesti kytkentätaajuudet ovat välillä 1 kHz – 10 kHz. [8]



**Kuva 7 taajuusmuuttajan kolmivaiheisen ulostulojännitteen käyrämuodot. a) asetusarvo- ja kantaalto signaali, b) kuormajännite ja c) kuormavirta [8]**

Analogisissa ohjauksissa SPWM toteutettiin sini-kolmiovertailulla, jossa kantaaltosignaalia verrataan ohjeena toimivaan siniaaltoon. Vertailun perusteella saatiin vaihekohtaiset kytkentäsekvenssit, jolloin ulostulojännite muistutti perusaalloltaan ohjeaaltoa. [8]

Nykyään käytetään enemmän digitaalista SVPWM periaatetta, jossa kunkin kytkimen johtotila saadaan esitettyä  $sw_{\pm i}$ , missä  $i = A, B, C$ . Kytkentäfunktio saa kytkimen ollessa johtavassa tilassa arvon 1 ja estotilassa 0. Vaiheen kytkentätila voidaan siten ilmaista

$$sw_i = sw_{i+} + sw_{i-}. \quad (27)$$

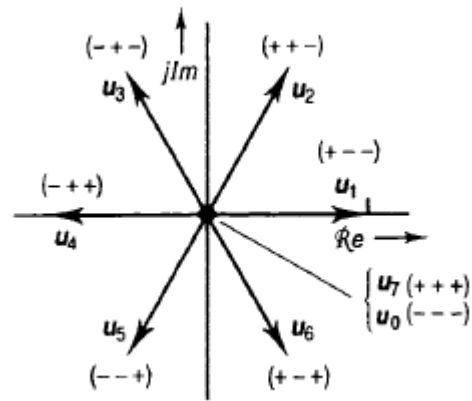
Vaiheiden kytkentätiloista voidaan nyt määrittää kytkentävektori yhtälön (16) mukaisesti stationaariseen koordinaatistoon

$$\underline{sw}^s = \frac{2}{3} (sw_A + \underline{a}sw_B + \underline{a}^2sw_C). \quad (28)$$

Yhtälön (28) määritelmän perusteella voidaan kytkentävektorin avulla laskea staattori-jännitteen avaruusvektori stationaarisessa koordinaatistossa:

$$\underline{u}_s^s = \frac{1}{2} \underline{sw}^s u_{DC}. \quad (29)$$

Saman vaiheen molempia kytkimiä ei voida kytkeä samaan aikaan, koska se aiheuttaisi välipiirin oikosulun. Suuntaajan kytkimet voivat muodostaa kahdeksan eri kombinaatiota, jotka on esitetty nimillä  $\underline{u}_0 - \underline{u}_7$ . [8]



**Kuva 8. Taajuusmuuttajan kytkentäavaruusvektorit kompleksitasossa. [7]**

Kuvassa 6 esitetty kuusikulmio kuvaa jännitevektorien maksimipituutta. Jännitevektorin toteutukseen käytetään kussakin sektorissa sektoria rajaavia aktiivivektoreita sekä mahdollisesti nollavektoreita. [8]

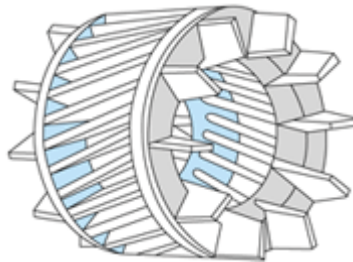
## 4. OIKOSULKUMOOTTORI

Sähkömoottori on kone, joka muuntaa sähköenergiaa liike-energiaksi. Teollisuuden eniten käyttämä sähkömoottori on oikosulkumoottori, johtuen sen yksinkertaisesta rakenteesta, kustannustehokkuudesta sekä nopeuden säädettävyydestä. Tässä kappaleessa esitellään oikosulkumoottorin rakenne ja toimintaperiaate.

### 4.1 Oikosulkumoottorin toimintaperiaate

Oikosulkumoottorin toiminta perustuu monivaiheisen, yleensä kolmivaiheisen, vaihtovirran muodostaman pyörivän magneettikentän hyödyntämiseen. Oikosulkumoottori on rakenteeltaan hyvin yksinkertainen ja käyttövarmuudeltaan muita sähkömoottoreita parempi. Moottori rakentuu staattorikäämityksestä, johon syötetään vaihtovirtaa sekä roottorista, joka on kiinnitetty akseliin. Moottorin toiminta perustuu kolmivaiheisen vaihtovirran synnyttämän pyörivän vuontiheysaallon hyväksikäyttöön. Paikallaan pysyvän staattorin käämeissä syntyvän pyörivän magneettikentän ja pyörivään roottoriin indusoidun virran ristikkäisvaikutuksen seurauksena roottoriin kohdistuu voima, joka saa aikaan akselinsuuntaisen vääntömomentin moottorin akselille. [2]

Oikosulkumoottorissa roottori muodostuu laminoiduista levyistä sekä sähköä johtavista roottorisauvoista, jotka ovat oikosuljettu oikosulkurenkailla roottorin molemmista päistä. Roottorin rakenne on nähtävissä kuvassa 9, jossa sauvat ovat vinossa kulmassa vähentääkseen yliaaltojen haittavaikutuksia.



*Kuva 9 oikosulkumoottorin roottori [1]*

Staattorikäämien muodostama vuontiheysaalto pyörii synkronisella pyörimisnopeudella

$$\omega_{sync} = \frac{\omega_s}{p}, \quad (30)$$

jossa  $p$  on koneen napapari-luku ja  $\omega_s$  on syöttöjännitteen kulmataajuus, joka voidaan esittää syöttöjännitteen taajuuden  $f_s$  avulla [3]



$$\omega_s = 2\pi f_s. \quad (31)$$

Kuormitetun oikosulkumoottorin roottori pyörii synkronista nopeutta hitaammin. Tätä nopeuseroa kutsutaan jättämäksi. Jättämä  $s$  saadaan laskettua synkronisen ja roottorin pyörimisnopeuden eron synkronisen pyörimisnopeuden suhteella [3]

$$s = \frac{n_s - n}{n_s}, \quad (32)$$

jossa  $n_s$  on synkroninen pyörimisnopeus ja  $n$  on roottorin pyörimisnopeus. Roottorin nopeus saadaan laskettua synkronisen nopeuden ja jättämän avulla [3]

$$n = (1 - s)n_s. \quad (33)$$

Samoin voidaan laskea roottorin kulmanopeus  $\omega_r$ , mekaaninen kulmanopeus  $\omega_m$  sekä jättämän kulmanopeus  $\omega_{sl}$ [3]

$$\omega_r = (1 - s)\omega_s \quad (34)$$

$$\omega_r = p\omega_m \quad (35)$$

$$\omega_{sl} = s\omega_s = \omega_s - \omega_r \quad (36)$$

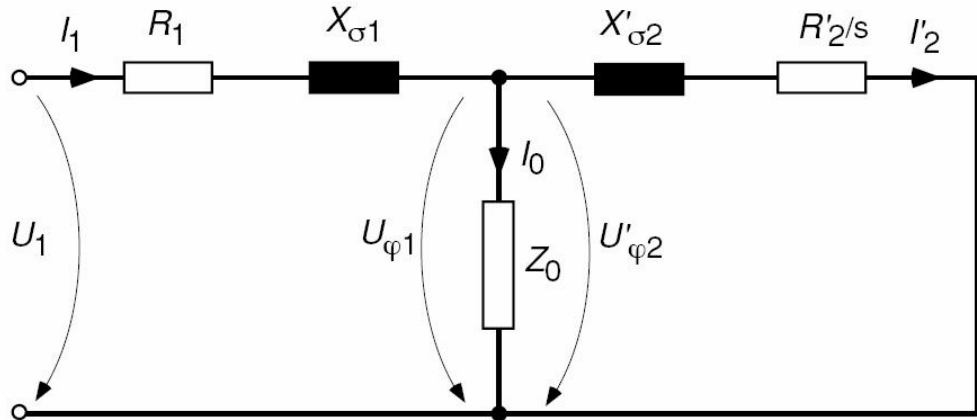
Roottorin virran ja jännitteen taajuus saadaan laskettua jättämän ja sähköisen taajuuden avulla [3]

$$f_r = sf_s. \quad (37)$$

Seuraavassa osiossa tarkastellaan moottorin stationaarista, dynaamista T- sekä käänteis- $\Gamma$ -sijaiskytkentää, joita sovelletaan säädön suunnittelussa.

## 4.2 Stationaarinen malli

Sähkömoottoria voidaan kuvata kuvassa 10 olevan yksivaiheisen sijaiskytkennän avulla jatkuvassa tilassa. Roottorin arvot ovat redusoitu staattorin puolelle.



**Kuva 10.** Oikosulkumoottorin yksivaiheinen sijaiskytkentä staattoripuolelle redusoituna [3]

Kuvassa 10  $U_1$  on staattorijännite,  $U_{\varphi 1}$  staattoripuolen vuoajännite,  $U'_{\varphi 2}$  roottoripuolen vuoajännite staattoripuolelle redusoituna,  $I_1$  staattorivirta,  $I'_2$  roottorivirta redusoituna staattoripuolelle,  $I_0$  magnetointivirta,  $R_1$  staattorikämmityksen resistanssi,  $R'_2/s$  roottorin kämmityksen resistanssi staattoripuolelle redusoituna,  $Z_0$  magnetointi-impedanssi,  $X_{\sigma 1}$  staattoripuolen hajareaktanssi,  $X'_{\sigma 2}$  roottoripuolen hajareaktanssi staattoripuolelle redusoituna. [3]

Kuvan 10 mukaisen stationaarisen sijaiskytkennän avulla voidaan laskea moottorin sähkösuureita, kun parametrit tunnetaan. Moottoriin syötetty teho  $P_s$  voidaan esittää

$$P_s = 3U_v I_s \cos \varphi \quad (38)$$

missä  $\cos \varphi$  on moottorin tehokerroin,  $I_s$  staattorivirta sekä  $U_v$  on vaihejännite. Moottorin ilmävälin läpi kulkeutuva teho, eli ilmäväliteho  $P_g$  voidaan esittää sijaiskytkennän avulla

$$P_g = \frac{3I_r^2 R_r}{s}. \quad (39)$$

Ilmävälitehon ja moottorin tuottaman vääntömomentin  $T_m$  välinen yhteys voidaan esittää

$$P_g = \omega_{sync} T_m. \quad (40)$$

Moottorin akseliteho  $P_m$  voidaan esittää tuotetun momentin sekä moottorin mekaanisen kulmanopeuden tulona

$$P_m = \omega_m T_m \quad (41)$$

Yhdistämällä yhtälöt (39) - (41), voidaan koneen moottorin akseliteho esittää jättämän ja ilmävälitehon avulla [3]:

$$P_m = (1 - s)P_g. \quad (42)$$

Staattoriresistanssin arvo on yleensä suhteellisen pieni, jonka vuoksi se voidaan jättää huomiotta. Tämän myötä voidaan moottorin tuottaman momentti stationaarisessa tilassa esittää likimääräisesti yhtälöllä (43)

$$T_m = \frac{3u_v^2}{\omega_{sync}} \frac{R_r'}{\frac{R_r'^2}{s} + s(X_{ls} + X_{rl})^2}. \quad (43)$$

Edellä mainittu malli pätee vain ja ainoastaan pysyvässä tilassa. Muutostilanteiden analyysiin vaaditaan dynaamisen mallin käyttöä [3].

#### 4.2.1 Oikosulkumoottorin käänteis- $\Gamma$ -sijaiskytkentä

Staattori- ja roottorijänniteyhtälöt voidaan muuntaa dynaamiseen avaruusvektorimuotoiseen esitykseen seuraavasti [5]

$$\underline{u}_s^s - R_s \underline{i}_s^s - \frac{d\Psi_s^s}{dt} = 0 \quad (44)$$

$$\underline{u}_r^r - R_r \underline{i}_r^r - \frac{d\Psi_r^r}{dt} = 0, \quad (45)$$

joissa  $\underline{u}_s^s$ ,  $\underline{i}_s^s$  ja  $\Psi_s^s$  ovat staattorijännite, -virta sekä käämivuovektori staattorikoordinaatistossa ja  $\underline{u}_r^r$ ,  $\underline{i}_r^r$  ja  $\Psi_r^r$  ovat vastaavasti roottorijännite, -virta sekä -käämivuovektori. Yhtälössä (45) esiintyvät roottorivirta ja -käämivuo voidaan esittää staattorikoordinaatistossa

$$\underline{i}_r^s = e^{j\theta_r} \underline{i}_r^r \quad (46)$$

$$\underline{\Psi}_r^s = e^{j\theta_r} \underline{\Psi}_r^r. \quad (47)$$

Sijoittamalla staattorikoordinaatistoon muunnetut roottorisuureet (46) ja (47) yhtälöihin (44) ja (45), sekä huomioiden roottorikäämien olevan oikosuljettu, jolloin roottorijännite on nolla, saadaan oikosulkumoottorin jänniteyhtälöt staattorikoordinaatistoon

$$\frac{d\Psi_s^s}{dt} = \underline{u}_s^s + R_s \underline{i}_s^s \quad (48)$$

$$\frac{d\Psi_r^s}{dt} = j\omega_r \Psi_r^s - R_r \underline{i}_r^s. \quad (49)$$

Staattori- ja roottorikäämivuot voidaan esittää virtojen ja induktanssien avulla

$$\underline{\Psi}_s^s = L_m \underline{i}_m^s + L_{s\sigma} \underline{i}_s^s = L_s \underline{i}_s^s + L_m \underline{i}_r^s \quad (50)$$

$$\Psi_r^s = L_m \underline{i}_m^s + L_{r\sigma} \underline{i}_r^s = L_m \underline{i}_s^s + L_r \underline{i}_r^s, \quad (51)$$

missä  $L_s$  ja  $L_r$  ovat staattorin ja roottorin itseinduktanssit,  $L_{sl}$  on staattorin hajainduktanssi,  $L_{rl}$  on roottorin hajainduktanssi,  $L_m$  on magnetointi-induktanssi ja  $\underline{l}_m^s$  on magnetointivirran avaruusvektori. [5]

Magnetointivirtavektori voidaan esittää staattori- ja roottorivirtavektorien summana:

$$\underline{i}_m^s = \underline{i}_s^s + \underline{i}_r^s. \quad (52)$$

Staattorin ja roottorin induktanssit voidaan esittää vastaavien hajainduktanssien sekä magnetointi-induktanssin summana

$$L_s = L_{\sigma s} + L_m \quad (53)$$

$$L_r = L_{\sigma r} + L_m. \quad (54)$$

Magnetointi-induktanssi  $L_m$ , staattorinhajainduktanssi  $L_{\sigma s}$  sekä roottorinhajainduktanssi saadaan laskettua

$$L_{\sigma s} = \frac{X_{\sigma s}}{\omega_s} \quad (55)$$

$$L_m = \frac{X_m}{\omega_s} \quad (56)$$

$$L_{\sigma r} = \frac{X_{\sigma r}}{\omega_s}, \quad (57)$$

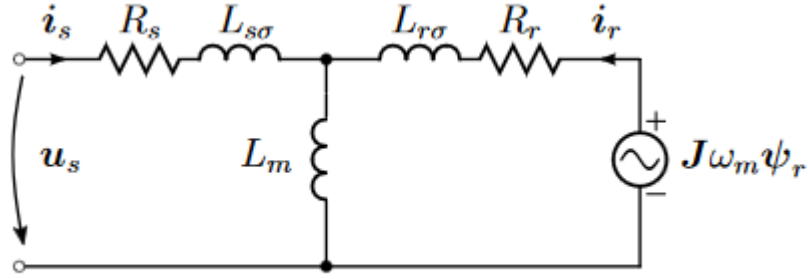
jossa  $X_{\sigma s}$  on staattorin hajareaktanssi,  $X_m$  on magnetointireaktanssi sekä  $X_{\sigma r}$  on roottorinhajareaktanssi.

Yhdistämällä yhtälöt (48) ja (49) yhtälöihin (50) ja (51) saadaan

$$\underline{u}_s^s = R_s \underline{i}_s^s + L_{s\sigma} \frac{d\underline{i}_s^s}{dt} + L_m \frac{d\underline{i}_m^s}{dt} \quad (58)$$

$$j\omega_r \underline{\Psi}_r^s = R_r \underline{i}_r^s + L_{r\sigma} \frac{d\underline{i}_r^s}{dt} + L_m \frac{d\underline{i}_m^s}{dt} \quad (59)$$

Yhtälöiden (58) ja (59) perusteella voidaan esittää oikosulkumoottorin T-sijaiskytkentä, joka on kuvassa 9. Kuvassa roottorisuureet on redusoitu staattoripuolelle. [5]



**Kuva 11. Oikosulkumoottorin dynaaminen T-sijaiskytkentä [14]**

T-sijaiskytkentä kuvaa moottorin fysikaalisia ilmiöitä hyvin, mutta siinä on säädön suunnittelun kannalta epäoleellisia parametreja. Säädölle parempi sijaiskytkentä on käänteis- $\Gamma$ -sijaiskytkentä, jossa hajainduktanssit  $L_{r\sigma}$  ja  $L_{s\sigma}$  on korvattu yhdellä parametrilla. Seuraavaksi määritetään käänteis- $\Gamma$ -sijaiskytkennän parametrit. [4] Muunnetut magnetointiinduktanssi, hajainduktanssi sekä roottoriresistanssi määritetään seuraavasti

$$L_M = \frac{L_m^2}{L_r}. \quad (60)$$

$$L_\sigma = L_s - L_M = L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \approx L_{s\sigma} + L_{r\sigma}. \quad (61)$$

$$R_R = \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2 R_r. \quad (62)$$

Määritelmien (60)-(62) mukaan saadaan yhtälöt (48) ja (49) muotoon

$$\frac{d\underline{\Psi}_s^s}{dt} = \underline{u}_s^s - R_s \underline{i}_s^s \quad (63)$$

$$\frac{d\underline{\Psi}_R^s}{dt} = j\omega_r \underline{\Psi}_R^s - R_R \underline{i}_R^s. \quad (64)$$

Sijoittaen määritelmät (60)-(62) vuoyhtälöihin (50) ja (51) saadaan

$$\underline{\Psi}_s^s = L_\sigma \underline{i}_s^s + L_M \underline{i}_M^s \quad (65)$$

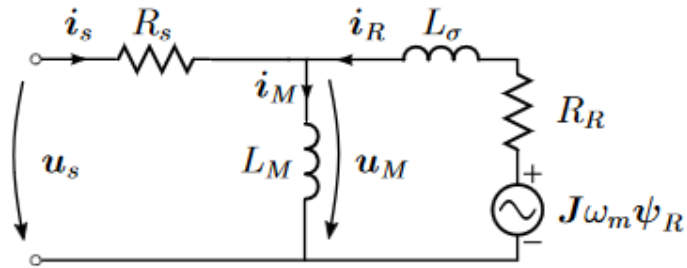
$$\underline{\Psi}_R^s = L_M \underline{i}_M^s \quad (66)$$

Yhdistämällä (63)-(66) saadaan käänteis- $\Gamma$ -sijaiskytkentää kuvaavat yhtälöt

$$\underline{u}_s^s = R_s \underline{i}_s^s + L_\sigma \frac{d\underline{i}_s^s}{dt} + L_M \frac{d\underline{i}_M^s}{dt} \quad (67)$$

$$j\omega_r \underline{\Psi}_R^s = R_R \underline{i}_R^s + L_M \frac{d\underline{i}_M^s}{dt}, \quad (68)$$

jossa  $\underline{i}_M^s = \underline{i}_s^s + \underline{i}_R^s$ . Käänteis- $\Gamma$ -sijaiskytkentä esitetään kuvassa 10.



**Kuva 12. käänteis-  $\Gamma$ -sijaiskytkentä [14]**

Moottorin syötetyn pätötehon hetkellisarvo  $p_s$  voidaan esittää staattorijännitteen ja staattorivirran kompleksikonjugaatin avulla:

$$p_s = \frac{3}{2} \operatorname{Re}\{\underline{u}_s^k \underline{i}_s^{k*}\}. \quad (69)$$

Yhtälö on pyörivässä koordinaatistossa  $k$ . Vastaavasti moottorin hetkellinen loisteho voidaan esittää

$$q_s = \frac{3}{2} \operatorname{Im}\{\underline{u}_s^k \underline{i}_s^{k*}\}. \quad (70)$$

Moottorin näennäisteho  $s_s$  voidaan esittää edellisten (69) ja (70) summana [5]:

$$s_s = p_s + q_s = \frac{3}{2} \underline{u}_s^k \underline{i}_s^{k*}. \quad (71)$$

## 5. OIKOSULKUMOOTTORIN ANTURITON SÄÄTÖ

Anturittomassa moottorisäädössä moottorin akseliin ei ole nimensä mukaisesti asennettu kulmanopeusanturia. Anturin sijaan roottorin kulmanopeutta estimoidaan kulmanopeusestimaattorilla, jonka sisääntulot ovat staattorivirta ja -jännite sekä ulostulona kulmanopeuden estimaatti.

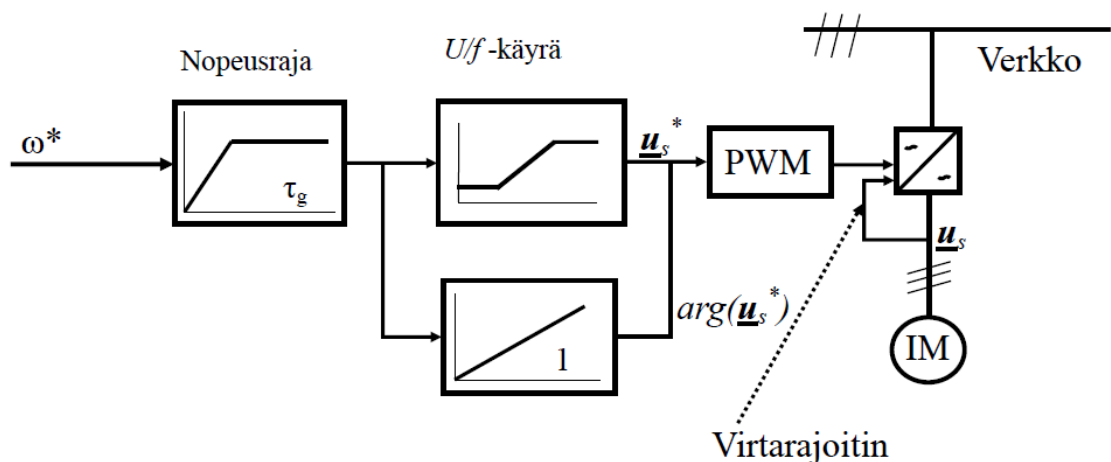
Käsiteltävät estimaattorit ovat Mallipohjainen adaptiivinen järjestelmä (MRAS), liukuvan tilan havaitsija (SMO), Luenbergerin havaitsija sekä yleisesti laajennettu Kalman-suodin (EKF).

### 5.1 Säädetävät

Tässä kappaleessa käsitellään kaksi nosturikäytössä yleisimmin käytettyä säätötapaa, jotka ovat skalaari- ja vektorisäätö. Ensimmäiseksi käsitellään taajuusohjattua skalaarisäätöä eli  $U/f$ -säätöä, jonka jälkeen tutustutaan vektorisäätöön.

#### 5.1.1 Skalaarisäätö

Perinteisellä skalaarisäädöllä ilmvälivuota sekä momenttia säädetään ohjaamalla moottorin jännitteen amplitudia ja taajuutta. Tässä kappaleessa tutustutaan vakio  $U/f$ -säätöön eli avoimen järjestelmän säätöön, jossa rajoitetaan virtaa. [9] Kuvassa 13 on esitetty avoimen järjestelmän vakio  $U/f$ -säätö.



*Kuva 13 Avoimen järjestelmän skalaarisäätö [9]*

Kuvassa 13 toimivan nopeusrajoittimen tehtävänä on rajoittaa nopeuden asetusarvon antaman staattoritaajuuden asetusarvoa pääsemästä moottorin minimi- ja maksimirajojen

ulkopuolelle. Rajoitettu staattoritaajuuden asetusarvo generoi staattorijännitteen ohjaussignaalin  $\underline{u}_s^*$  ja integraali määrittää ohjaussignaalin vaihekulmaa  $\arg(\underline{u}_s^*)$ . [9]

Kuvan 12  $U/f$  säädön malli perustuu staattorijännitteen yhtälöön (44)

$$\underline{u}_s = j\omega_s \underline{\Psi}_s, \quad (72)$$

joka jättää huomioimatta resistiivisen jännitteen aleneman  $r_s i_s$  sekä tarkastelee staattorivuota rajoitetulla kaistalla, jonka oletetaan toimivan vakiotilassa eli  $\frac{d\underline{\Psi}_s^k}{dt} \approx 0$ . Vakiotila saavutetaan, kun staattorivuota pidetään nimellisenä perusnopeusalueella. [9] Ohjaussignaalit  $\underline{u}_s^*$  ja  $\arg(\underline{u}_s^*)$  ohjaavat pulssinleveysmodulaation kytkentäsekvenssiä vaihtosuuntaajassa.

Ylivirtasuojaus saavutetaan yksinkertaisesti estämällä puolijohteiden aktivointisignaalia moottorivirran saavuttaessa maksimiaron.  $U/f$  -säädössä moottorikäytöt toimivat pääosin myötäkytkentä säädössä, jolloin mekaaninen kulmanopeus poikkeaa asetusarvostaan koneen ollessa kuormitettuna. Ero on jättämätaajuuden suuruinen, joka on yhtä suuri kuin roottorin sähköinen taajuus. Maksiminopeusvirhe on nimellisen jättämän suuruinen, joka on 3 – 5 % pienitehoisilla koneilla ja vähemmän korkeatehoisilla koneilla. Kuormavirrasta riippuvaa jättämän kompensointia voidaan käyttää nopeusvirheen kompensointiin. [9]

### 5.1.2 Vektorisäätö roottorivuokoordinaatistossa

Vektorisäätö on yleisimmin käytetty oikosulkumoottorin säätötapa, jonka tarkoituksena on ohjata erikseen staattorivirran d-komponentilla roottorivuota ja q-komponentilla momenttia, eli periaatteessa samalla tavalla kuin erillismagnetoidussa DC-koneessa. Vektorisäädössä käämivuo ja momentti täytyy laskea käyttäen moottorin joko staattori- tai roottorisuuntautunutta mallia. Tässä työssä käytetään roottorisuuntautunutta mallia. Vektorisäätö pohjautuu dynaamiseen tilaan, kun taas skalaari perustuu vakiotilan ylläpitämiseen. Vektorisäätö on nopea ja tarkka säätö kohteissa, joissa on nopeat muutokset sekä suuri momenttitarve alhaisilla nopeuksilla, jonka vuoksi se on erinomainen nosturikäytössä. [15]

Käänteis- $\Gamma$ -sijaiskytkennän yhtälöt esittävät oikosulkumoottorin mallin staattori- ja roottorivirtojen avulla. Staattorivirta on tyypillisesti sähkökäytössä säädettävä suure, joten moottorimallikin on helpompi esittää sen avulla. Roottorivirta ei yleensä ole säädettävä suure, joten se voidaan poistaa yhtälöistä ja sen tilalla voidaan käyttää roottorivuota. [15]

Roottorivirta voidaan korvata käänteis- $\Gamma$ -sijaiskytkentää kuvaavista yhtälöistä (67) ja (68) seuraavasti



$$\underline{i}_R^s = \underline{i}_M^s - \underline{i}_s^s = \frac{\underline{\Psi}_R^s}{L_M} - \underline{i}_s^s. \quad (73)$$

Yhdistämällä yhtälöt (67), (68) ja (73) saadaan

$$\underline{u}_s^s = (R_s + R_R)\underline{i}_s^s + L_\sigma \frac{d\underline{i}_s^s}{dt} + \left(j\omega_r - \frac{R_R}{L_M}\right)\underline{\Psi}_R^s \quad (74)$$

$$\frac{d\underline{\Psi}_R^s}{dt} = R_R \underline{i}_s^s + \left(j\omega_r - \frac{R_R}{L_M}\right)\underline{\Psi}_R^s. \quad (75)$$

Muuntamalla yhtälöt (74) ja (75) roottorivuohon sidottuun koordinaatistoon saadaan

$$\underline{u}_s^{mr} = (R_s + R_R + j\omega_{mr}L_\sigma)\underline{i}_s^{mr} + L_\sigma \frac{d\underline{i}_s^{mr}}{dt} + \left(j\omega_r - \frac{R_R}{L_M}\right)\underline{\Psi}_R^{mr} \quad (76)$$

$$\frac{d\underline{\Psi}_R^{mr}}{dt} = R_s \underline{i}_s^{mr} + \left(j(\omega_{mr} - \omega_r) - \frac{R_R}{L_M}\right)\underline{\Psi}_R^{mr}, \quad (77)$$

missä  $\omega_{mr}$  on roottorivuon kulmataajuus. Tällä koordinaatiston valinnalla roottorivuo on reaaliarvoinen, jolloin

$$\underline{\Psi}_R^{mr} = \underline{\Psi}_R. \quad (78)$$

Merkitään staattorivirran reaali- ja imaginäärikomponentteja roottorivuokoordinaatistossa alaindekseillä d ja q. Tällöin staattorivirta voidaan esittää

$$\underline{i}_s^{mr} = \underline{i}_{sd} + j\underline{i}_{sq}. \quad (79)$$

Sijoittamalla (78) ja (79) yhtälöön (77) saadaan

$$\frac{d\underline{\Psi}_R}{dt} = R_R(\underline{i}_{sx} + j\underline{i}_{sy}) + \left(j(\omega_{mr} - \omega_r) - \frac{R_R}{L_M}\right)\underline{\Psi}_R \quad (80)$$

Yhtälö (80) voidaan jakaa reaali- ja imaginäärikomponentteihin, jolloin saadaan

$$\frac{d\underline{\Psi}_R}{dt} = R_R \underline{i}_{sd} - \frac{R_R}{L_M} \underline{\Psi}_R \quad (81)$$

$$\omega_{sl} = \omega_{mr} - \omega_r = \frac{R_R \underline{i}_{sq}}{\underline{\Psi}_R}. \quad (82)$$

Roottoriaikavakio on määritelty muunnetun magnetointi-induktanssin ja roottoriresistanssin suhteella [15]

$$\tau_r = \frac{L_M}{R_R} = \frac{\frac{L_m^2}{L_r}}{\left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2 R_r} = \frac{L_r}{R_r}. \quad (83)$$

Sijoittamalla (83) yhtälöön (81) saadaan

$$\tau_r \frac{d\Psi_R}{dt} + \Psi_R = L_M \dot{i}_{sd} \quad (84)$$

Yhtälöstä (84) nähdään, että roottorivuota pystytään roottorivuon koordinaatistossa säättämään ensimmäisen asteen järjestelmänä staattorivirran reaalikomponentin avulla. Virran  $i_{sd}$  ohjearvo voidaan tällöin ilmaista

$$\dot{i}_{sd}^{ref} = \frac{\Psi_R^{ref}}{\hat{L}_M}, \quad (85)$$

jossa  $\Psi_R^{ref}$  on vuon ohjearvo sekä  $\hat{L}_M$  magnetointi-induktanssin estimaatti. Moottorin vuota pyritään pitämään yleensä vakiona vakiovualueella. Jos pyörimisnopeus on nimellistä suurempi, pienennetään roottorivuota, jolloin toimitaan kentänheikennysalueella. [15]

Yhtälöstä (82) nähdään koneen jättämänkulmataajuuden yhteys roottorivuohon sekä staattorivirran imaginäärikomponenttiin. Moottorin tuottama vääntömomentti voidaan ilmaista avaruusvektoreiden avulla

$$T_m = \frac{3p}{2} \text{Im} \left( \Psi_R^{k*} \dot{i}_s^k \right), \quad (86)$$

jossa  $k$  viittaa mielivaltaiseen koordinaatistoon. Kun yhdistetään (78) koneen sähköisen vääntömomentin yhtälöön (86), saadaan

$$T_m = \frac{3p}{2} \text{Im} \left\{ \Psi_R \left( \dot{i}_{sd} + j \dot{i}_{sq} \right) \right\} = \frac{3p}{2} \Psi_R \dot{i}_{sq}. \quad (87)$$

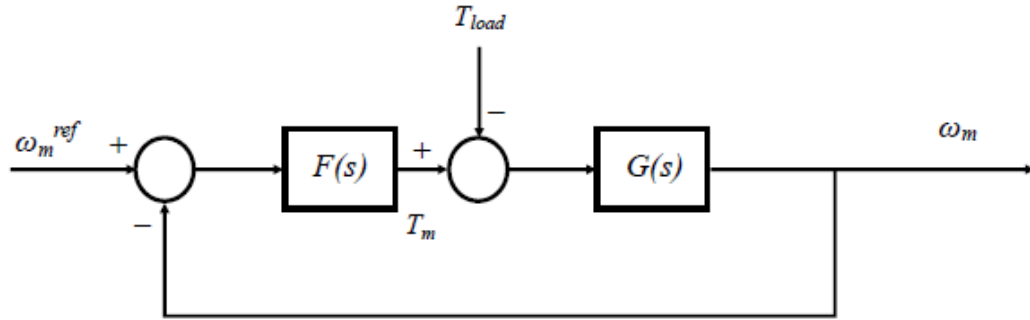
Yhtälöstä (87) nähdään, että roottorikoordinaatistossa staattorivirran imaginäärikomponentilla voidaan säätää koneen sähköistä vääntömomenttia. Kuvassa 14 nähdään virtaohjatun vektorisäädön lohkokaavio, jossa on nopeuden estimaattori kulmanopeusanturin tilalla. Estimaattorin estimoimaa pyörimisnopeutta käytetään vuomallissa, vuo-ohjeen määrittämiseen sekä nopeussäätöön. Vuo-ohjeen arvon suuruutta lasketaan, mikäli halutaan käyttää moottoria kentänheikennysalueella, eli nimellistä suuremmalla kulmanopeudella. Nopeussäätimellä saadaan ohje vääntömomenttia tuottavalle virran komponentille ja vuosäätimeltä ohje magnetointivirrälle. [15]



missä  $s$  on Laplace-operaattori. Nopeussäätimeksi valitaan PI-säädin, jonka siirtofunktio on

$$F(s) = k_p + \frac{k_i}{s}. \quad (90)$$

Nopeussäädön lohkokaavio on esitetty kuvassa 15. Kuorman tuottama vääntömomentti esiintyy häiriönä säätimen ja mekaniikka lohkon välillä.



**Kuva 15. Nopeussäätö [15]**

Suljetun järjestelmän siirtofunktio  $G_{cl}(s)$  voidaan esittää säätimen ja järjestelmän siirtofunktioiden avulla

$$G_{cl}(s) = \frac{F_c(s)G_c(s)}{1+F_c(s)G_c(s)}. \quad (91)$$

Jos suljetun järjestelmän tahdotaan käyttäytyvän kuin ensimmäisen asteen alipäästösuodin, jonka kaistanleveys on  $\alpha_s$ :

$$G_{cl}(s) = \frac{\alpha_s}{s+\alpha_s}, \quad (92)$$

saadaan yhtälöistä (91) ja (92) ratkaistua

$$F_c(s)G_c(s) = \frac{\alpha_s}{s}. \quad (93)$$

Yhtälöistä (89), (90) ja (93) saadaan ratkaistua  $F_c(s)$ , jolle saadaan

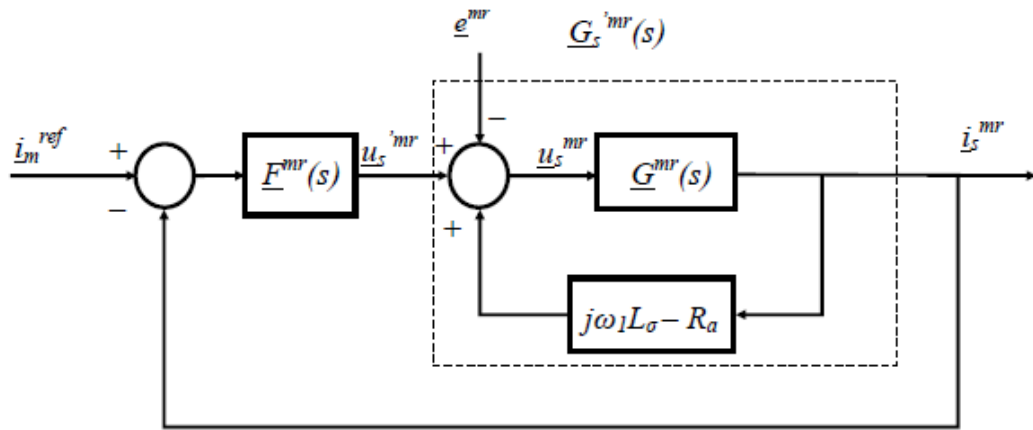
$$F_c(s) = \alpha_s J + \frac{\alpha_s b}{s}. \quad (94)$$

Yhtälöstä (94) nopeussäätimen parametreiksi saadaan

$$k_p = \alpha_s J, k_i = \frac{\alpha_s b}{s}. \quad (95)$$

PI-säätimen integraaliosan vahvistus voidaan esittää integrointiaikavakion,  $T_i$  avulla  $k_i = k_p/T_i$  [15]

Roottorivuokoordinaatistossa kahden vapausasteen PI-säätimellä toteutetun virtasäädön lohkokaavio on esitetty kuvassa 16. Säätojärjestelmä koostuu ulommasta ja sisemmästä silmukasta. Ulommassa silmukassa toteutetaan tavallinen PI-säätö ja sisemmässä on toteutettu staattorivirrassa esiintyvien ristikkäisvaikutusten poisto sekä aktiivinen kuormahäiriöiden vaimennus. Säättöpiirin suunnittelussa oletetaan, että moottoria syöttävä vaihtosuuntaaja kykenee toteuttamaan jänniteohjeen täydellisesti.



Kuva 16. Virtasäätö

Virtasäätimen suunnittelu aloitetaan staattorin jänniteyhtälöstä (74), jossa korvataan säättöpiirissä häiriönä esiintyvä vastasähkömotorista voimaa kuvaava termi  $(j\omega_r - \frac{R_R}{L_M})\underline{\Psi}_R^{mr}$   $\underline{e}^{mr}$ :llä sekä yhdistetään staattori- ja muunnettu roottoriresistanssi yhdeksi termiksi  $R$ . Tällöin saadaan säädettävää järjestelmää kuvaavaksi yhtälöksi

$$L_\sigma \frac{di_s^{mr}}{dt} = \underline{u}_s^{mr} - (R + j\omega_{mr}L_\sigma)\underline{i}_s^{mr} - \underline{e}^{mr}. \quad (96)$$

Virran reaali- ja imaginäärikomponenttien välillä esiintyy ristikkäisvaikutuksia johtuen yhtälön (96) termistä  $j\omega_{mr}L_\sigma \underline{i}_s^{mr}$  esiintyvistä imaginääriyksiköistä  $j$ . Ristikkäisvaikutukset voidaan poistaa, mikäli kokonaishajainduktanssi  $L_\sigma$  saadaan estimoitua riittävällä tarkkuudella. Poisto tapahtuu lisäämällä piiriin syötettävään jännitteeseen termi  $j\omega_{mr}\hat{L}_\sigma \underline{i}_s^{mr}$ , missä  $\hat{L}_\sigma$  on kokonaishajainduktanssin estimaatti. Jänniteohjeeseen lisätään myös termi  $-R_a \underline{i}_s^{mr}$ , missä  $R_a$  on aktiivinen resistanssi. Aktiivinen resistanssi on säätimen suunnittelussa käytettävissä oleva lisäparametri, jolla voidaan parantaa järjestelmän dynaamista suorituskykyä. [15]

Piirille syötettävä jännite voidaan tällöin kirjoittaa

$$\underline{u}_s^{mr} = \underline{u}_s'^{mr} - (j\omega_{mr}\hat{L}_\sigma - R_a)\underline{i}_s^{mr}, \quad (97)$$

missä  $\underline{u}_s'^{mr}$  on PI-säätimen ulostulona saatava jänniteohje. Yhdistämällä yhtälöt (96) ja (97) voidaan jännite kirjoittaa

$$L_\sigma \frac{d\underline{i}_s^{mr}}{dt} = \underline{u}_s'^{mr} - (R + R_a)\underline{i}_s^{mr} - \underline{e}^{mr}. \quad (98)$$

Yhtälöstä (98) pystytään ratkaisemaan siirtofunktio jännitteestä  $\underline{u}_s'^{mr}$  virtaan  $\underline{i}_s^{mr}$ . Oletetaan, että  $\underline{e}^{mr} = 0$ . Laplace muunnetaan yhtälö ja ratkaistaan siirtofunktio, jolloin saadaan

$$\underline{G}'^{mr}(s) = \frac{1}{sL_\sigma + R_a + R}. \quad (99)$$

PI-säätimen siirtofunktio  $\underline{F}^{mr}(s)$  on sama kuin yhtälössä (90) esitetty. Suljetun järjestelmän siirtofunktio saadaan ratkaistua yhtälössä (91) esitetyllä tavalla. [15]

Suljetun järjestelmän siirtofunktioksi halutaan ideaalinen ensimmäisen asteen alipäästösuodin, jonka kaistanleveys on  $\alpha_i$ . Vastaavasti kuin nopeussäätimen suunnittelussa, saadaan yhteys

$$\underline{F}^{mr}(s)\underline{G}'^{mr}(s) = \frac{\alpha_i}{s}, \quad (100)$$

josta voidaan ratkaista PI-säätimen parametrit. Parametreiksi saadaan

$$k_p = \alpha_i L_\sigma, k_i = (R + R_a)\alpha_i. \quad (101)$$

Sisempi säätösilmukka on suositeltavaa suunnitella yhtä nopeaksi kuin ulompi.  $R_a$  pitää tällöin valita siten, että

$$\frac{R+R_a}{L_\sigma} = \alpha_i. \quad (102)$$

Yhtälöstä (102) saadaan ratkaistua  $R_a$

$$R_a = \alpha_i L_\sigma - R. \quad (103)$$

Ensimmäisen asteen järjestelmän aikavakiolle  $\tau_i$  ja askelvasteen nousuajalle  $t_{rise}$  tunnetaan yhteys  $t_{rise} = \tau_i \ln(9)$ . Ensimmäisen asteen järjestelmälle kaistanleveydelle perustuen haluttuun virran nousu-aikaan:

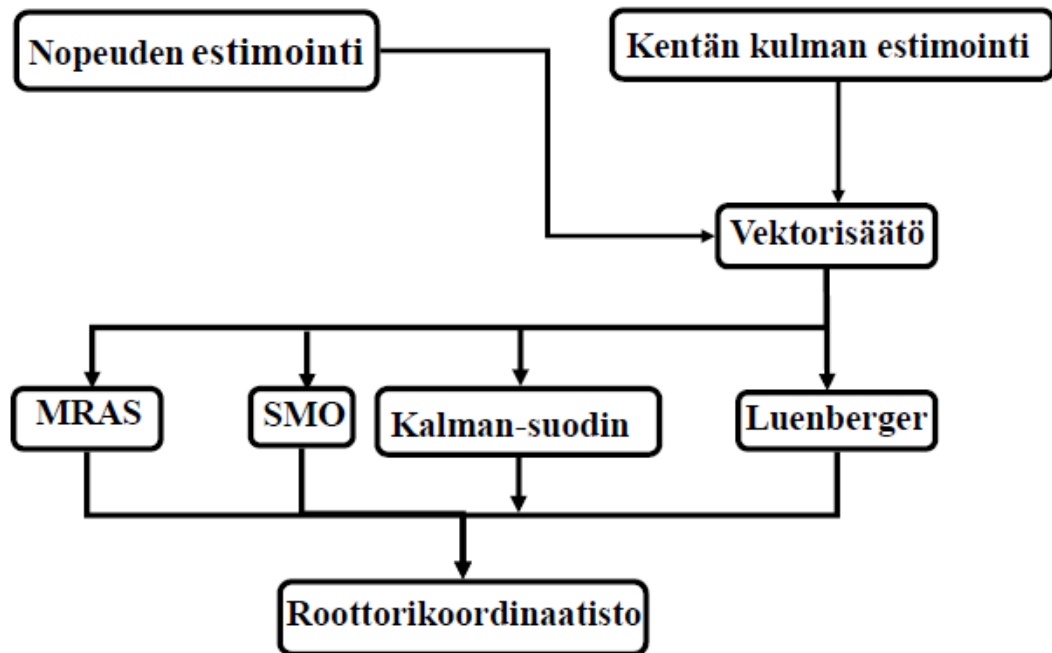
$$\alpha_i = \frac{\ln(9)}{t_{rise}}. \quad (104)$$

Aktiivisen resistanssin avulla toteutettua häiriön vaimennusta. Tätä käyttäen nykyisillä laitteilla pystytään toteuttamaan virtasäätö alle millisekunnin nousuajalla. [15]

## 5.2 Nopeuden estimaattorit

Tässä osiossa tutustutaan tarkemmin anturittoman säädön muuttujien estimaattoreiden rakenteeseen sekä niiden teoriaan. Käsiteltävinä nopeusestimaattoreina ovat MRAS, liukuvan tilan havaitsija (SMO), Luenbergerin havaitsija sekä Kalman-suodin.

Kuvassa 17 nähdään yleiskuva käsiteltävästä säätömenetelmästä sekä nopeuden estimointitavoista.



*Kuva 17. Oikosulkumoottorin avoimen järjestelmän säätötavat [9]*

Ensiksi käsitellään MRAS estimaattorin rakennetta ja toimintaperiaatetta.

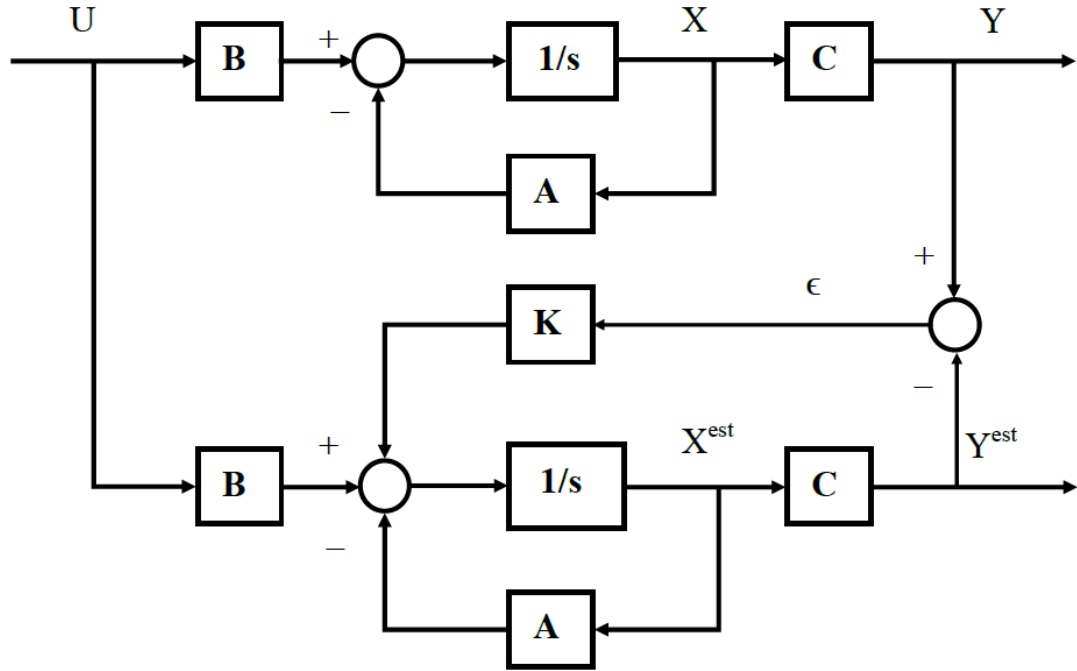
### 5.2.1 MRAS

Mallipohjainen adaptiivinen järjestelmä (MRAS) käyttää kahta eri rakenteellista moottorimallia, joilla estimoi samoja tilamuuttujia perustuen erilaisiin sisääntuloihin. Molemmat mallit pohjautuvat roottorikoordinaatistoon. Kuvassa 18 esitetään MRAS estimaattorin perusrakenne.





sekä summaamalla se vavistusvektorin  $K$  kautta tilahavaitsijan sisääntuloon, saadaan kompensoitua estimointivirhettä. [12]



**Kuva 19. Lohkokaavio Luenbergerin havaitsijan rakenteesta [12]**

Luenbergerin staattorivirtojen- ja roottorivoiden estimaattien dynaamiset yhtälöt ovat yhtälöiden (74) ja (75) pohjalta muodostettu staattorikoordinaatistoon, joihin on lisätty ulostulon erovahvistukset  $K_1$  ja  $K_2$

$$\frac{d\hat{i}_s^s}{dt} = \frac{u_s}{L_\sigma} - \frac{(R_s + R_R)}{L_\sigma} \hat{i}_s^s + \left( j\hat{\omega}_m - \frac{R_R}{L_M} \right) \frac{\hat{\Psi}_R^s}{L_\sigma} + K_1 (\dot{i}_{s\alpha\beta} - \hat{i}_{s\alpha\beta}) \quad (108)$$

$$\frac{d\hat{\Psi}_R^s}{dt} = R_R \hat{i}_s^s - \left( \frac{R_R}{L_M} - j\hat{\omega}_m \right) \hat{\Psi}_R^s + K_2 (\dot{i}_{s\alpha\beta} - \hat{i}_{s\alpha\beta}), \quad (109)$$

jossa  $\hat{i}_s^{mr}$  ja  $\hat{\Psi}_R^s$  ovat estimoidut staattorivirta ja roottorivuo. Luenbergerin tilamalli voidaan esittää yhtälöiden (108) ja (109) pohjalta

$$\begin{cases} \hat{\dot{X}} = \hat{A}\hat{X} + \hat{B}U + K(Y - \hat{Y}), \\ \hat{Y} = C\hat{X} \end{cases} \quad (110)$$

jossa

$$\hat{X} = \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} \\ \hat{\Psi}_{r\alpha} \\ \hat{\Psi}_{r\beta} \end{bmatrix}, \hat{Y} = \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} \end{bmatrix}, K = \begin{bmatrix} K_1 & -K_2 \\ K_2 & K_1 \\ K_3 & -K_4 \\ K_4 & K_3 \end{bmatrix}, U = \begin{bmatrix} \underline{u}_{s\alpha} \\ \underline{u}_{s\beta} \end{bmatrix}, Y = \begin{bmatrix} \dot{i}_{s\alpha} \\ \dot{i}_{s\beta} \end{bmatrix},$$

$$\hat{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_S+R_R}{L_\sigma} & 0 & \frac{R_R}{L_\sigma L_M} & \frac{\hat{\omega}_r}{L_\sigma} \\ 0 & -\frac{R_S+R_R}{L_\sigma} & -\frac{\hat{\omega}_r}{L_\sigma} & \frac{R_R}{L_\sigma L_M} \\ R_R & 0 & -\frac{R_R}{L_M} & -\hat{\omega}_r \\ 0 & R_R & \hat{\omega}_r & -\frac{R_R}{L_M} \end{bmatrix} \quad \hat{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_\sigma} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (111)$$

Roottorin pyörimisnopeus saadaan estimoitua virtojen erosuureiden ja estimoitujen roottorivoiden ristitulosta PI-säätimen avulla

$$\hat{\omega}_r = k_p \left( \underline{e}_{i_{s\alpha}} \hat{\Psi}_{r\beta} - \underline{e}_{i_{s\beta}} \hat{\Psi}_{r\alpha} \right) + k_i \int \left( \underline{e}_{i_{s\alpha}} \hat{\Psi}_{r\beta} - \underline{e}_{i_{s\beta}} \hat{\Psi}_{r\alpha} \right) dt, \quad (112)$$

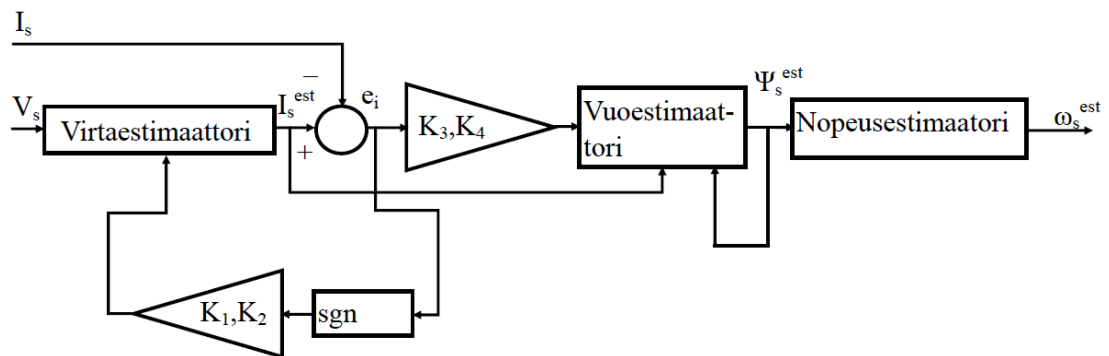
jossa  $k_p$  ja  $k_i$  ovat positiivisia vakioita ja  $e$  on mitattujen ja estimoitujen virtojen erosuure

$$\underline{e}_{i_{s\alpha}} = \underline{i}_{s\alpha} - \hat{\underline{i}}_{s\alpha}, \underline{e}_{i_{s\beta}} = \underline{i}_{s\beta} - \hat{\underline{i}}_{s\beta}. \quad (113)$$

Vahvistuksien valintaa käsitellään lisää kappaleessa 5.3.2, jossa stabiilisuuden saavuttamiseksi haetaan sopivat vahvistukset virran virheen vahvistukselle. [12]

### 5.2.3 SMO

Liukuvantilan havaitsija eli SMO, on yksi eniten anturittomassa moottorisäädössä käytetyistä estimaattoreista, johtuen sen epäherkkyydestä parametrien vaihteluihin, yksinkertaisuudesta sekä sen helposta toteutuksesta. Nopeuden estimoinnissa käytetään usein adaptoivaa SMO:ta, joka hyödyntää liukuvaa tasoa, joka liittyy staattorivirran virheen roottorivuon estimointiin. Yleisesti adaptoiva SMO käyttää ajallisesti muuttuvaa oikosulkumoottorin mallia vuon estimointiin. Kuvassa 20 nähdään adaptiivisen SMO:n lohko-kaavio. [16]



**Kuva 20 Liukuvantilan estimaattori, jossa kaikki muuttujat ovat dq-koordinaatistossa [16]**

SMO rakentuu virta-, vuo- ja nopeuden estimaattorista. Virtaestimaattori laskee estimoitua staattorivirran staattorijännitteestä jänniteyhtälön (76) avulla. Virran virhe, mikä

on oikean ja estimoidun virtojen ero, menee  $sgn$ -lohkon ja vahvistuksen kautta negatiivisena takaisinkytkettynä virtaestimaattoriin.  $Sgn$ -lohko määrittää signaalin suunnan

$$\text{sgn}(S) = \begin{cases} 1, & \text{jos } S > 0 \\ -1, & \text{jos } S < 0 \end{cases} \quad (114)$$

Vahvistusvektorin tehtävänä on ohjata estimaattia lähemmäs oikeata arvoa. Vuoestimaattori estimoi roottorivuota vahvistusten  $K_3$  ja  $K_4$  vahvistaman virran erosignaalin ja estimoidun vuon negatiivisen takaisinkytkennän avulla. [16]

Liukuvan tilan havaitsijan matemaattinen malli muodostuu moottorin jännite- ja vuoyhtälöiden (74) ja (76) pohjalta

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{i}_{sd}^s}{dt} &= \frac{1}{L_\sigma} \underline{u}_{sd}^s - \frac{R_s + R_R}{L_\sigma} \hat{i}_{sd}^s + \frac{R_R}{L_\sigma L_M} \hat{\Psi}_{rd}^s + \frac{\hat{\omega}_r}{L_\sigma} \hat{\Psi}_{rq}^s + K_1 l_d \quad (a) \\ \frac{d\hat{i}_{sq}^s}{dt} &= \frac{1}{L_\sigma} \underline{u}_{sq}^s - \frac{R_s + R_R}{L_\sigma} \hat{i}_{sq}^s + \frac{R_R}{L_\sigma L_M} \hat{\Psi}_{rq}^s - \frac{\hat{\omega}_r}{L_\sigma} \hat{\Psi}_{rd}^s + K_2 l_q \quad (b) \\ \frac{d\hat{\Psi}_{rd}^s}{dt} &= R_R \hat{i}_{sd}^s - \hat{\omega}_r \hat{\Psi}_{rq}^s - \frac{R_R}{L_M} \hat{\Psi}_{rd}^s - K_3 l_d \quad (c) \\ \frac{d\hat{\Psi}_{rq}^s}{dt} &= R_R \hat{i}_{sq}^s + \hat{\omega}_r \hat{\Psi}_{rd}^s - \frac{R_R}{L_M} \hat{\Psi}_{rq}^s - K_4 l_q \quad (d) \end{aligned} \quad (115)$$

jossa  $K_1$  ja  $K_2$  ovat virranhavaitsijan vahvistukset sekä  $K_3$  ja  $K_4$  ovat vuonhavaitsijan vahvistukset,  $l_d = \text{sgn}(\underline{e}_{id})$ ,  $l_q = \text{sgn}(\underline{e}_{iq})$ ,  $\underline{e}_{id} = \hat{i}_{ds}^s - \underline{i}_{ds}^s$  ja  $\underline{e}_{iq} = \hat{i}_{qs}^s - \underline{i}_{qs}^s$ . Erosuure yhtälöt muodostuvat edellä olevien estimoitujen ja oikean tilamallien erotuksista seuraavasti

$$\begin{aligned} \frac{d\underline{e}_{id}}{dt} &= -\frac{R_s + R_R}{L_\sigma} \underline{e}_{id} + \frac{R_R}{L_\sigma L_M} \underline{e}_{\Psi d} + \frac{\omega_r}{L_\sigma} \underline{e}_{\Psi q} + \frac{\Delta\omega_r}{L_\sigma} \hat{\Psi}_{rq}^s + K_1 l_d \quad (a) \\ \frac{d\underline{e}_{iq}}{dt} &= -\frac{R_s + R_R}{L_\sigma} \underline{e}_{iq} + \frac{R_R}{L_\sigma L_M} \underline{e}_{\Psi q} + \frac{\omega_r}{L_\sigma} \underline{e}_{\Psi d} - \frac{\Delta\omega_r}{L_\sigma} \hat{\Psi}_{rd}^s + K_2 l_q \quad (b) \\ \frac{d\underline{e}_{\Psi d}}{dt} &= R_R \underline{e}_{id} - \omega_r \underline{e}_{\Psi q} - \frac{R_R}{L_M} \underline{e}_{\Psi d} - \hat{\Psi}_{rq}^s \Delta\omega_r - K_3 l_d \quad (c) \\ \frac{d\underline{e}_{\Psi q}}{dt} &= R_R \underline{e}_{iq} + \omega_r \underline{e}_{\Psi d} - \frac{R_R}{L_M} \underline{e}_{\Psi q} + \hat{\Psi}_{rd}^s \Delta\omega_r - K_4 l_d \quad (d) \end{aligned} \quad (116)$$

jossa  $\Delta\omega_r = \hat{\omega}_r - \omega_r$ .

Nopeuden estimaatti muodostuu PI-säätimen avulla, jonka sisäänmenoina ovat virtojen erotusten ja vuoestimaattien ristitulo.

$$\hat{\omega}_r = k_p (\underline{e}_{id} \hat{\Psi}_{rq} - \underline{e}_{iq} \hat{\Psi}_{rd}) + k_i \int (\underline{e}_{id} \hat{\Psi}_{rq} - \underline{e}_{iq} \hat{\Psi}_{rd}) dt, \quad (117)$$

jossa  $k_p$  ja  $k_i$  ovat positiivisia vakioita. [16]

## 5.2.4 Laajennettu Kalman-suodin EKF

Laajennettu Kalman-suodin on stokastinen havaitsija epälineaarisille järjestelmille, joka on tämän ominaisuuden vuoksi hyvä oikosulkumoottorin nopeuden estimoinnissa.

Tässä estimaattorissa mitataan staattorivirtaa ja jännitettä kuten muissa estimaattoreissa ja niiden pohjalta estimoidaan roottorin kulmanopeutta. Tämä algoritmi on hyvä, koska tilavektoreiden estimoinnissa käytettävä malli on muovautuva sekä pystyy mittaamaan tarkasti epätarkkuuksista huolimatta. Tilaestimointi riippuu ennustustermistä, joka saadaan mallista sekä estimoidun ja mitatun arvon erosta saadusta korjaustermistä. Korjaus-termi on yleensä painotettu vahvistuksella, joka muuttuu jokaisen laskenta-ajan hetkenä järjestelmäkohinan vaikuttaessa. Kalman-suodinta käytetään digitaalisessa implementaatioissa, jossa yhtälöt pitää diskretoida sekä niihin on lisättävä mittauskohinaa, koska mitauksissa ilmenee kohinaa [17]:

$$x(k+1) = A_d x(k) + B_d u(k) + V(k) \quad (119)$$

$$y(k) = C_d x(k) + W(k), \quad (120)$$

jossa muuttujat  $V(k)$  ja  $W(k)$  ovat vektoreiden  $x(k)$ :n ja  $y(k)$ :n nollakeskiarvoista valkoista kohinaa. Mittaukset ja kohinat saadaan kovarianssimatriiseista  $Q$ ,  $R$  ja  $P$ , jossa  $Q$  on järjestelmän kohinavektorin kovarianssimatriisi,  $R$  on mitatun kohinavektorin kovarianssimatriisi ja  $P$  on järjestelmän tilavektorin kovarianssimatriisi. EKF:n algoritmilla on kaksi pääosioita: ennustus- ja korjausosio. Tämä algoritmi on nähtävissä taulukossa 1

**Taulukko 1. Laajennetun Kalman-suotimen algoritmi [17]**

Osio	Algoritmi
Ennustus	$x(k+1) = A_d x(k) + B_d u(k) + V(k)$ $P(k+1 k) = f(k+1)P(k k)f^T(k+1) + Q$
korjaus	$K(k+1) = P(k+1 k)h^T(k+1)\{h(k+1)P(k+1 k)h^T(k+1) + R\}^{-1}$ $\hat{x}(k+1 k+1) = \hat{x}(k+1 k) + eK(k+1)$ $P(k+1 k+1) = \{I - K(k+1)h(k+1)\}P(k+1 k)$

jossa

$$f(k+1) = \left. \frac{\partial}{\partial x} (A_d x + B_d u) \right|_{x = \hat{x}(k)} \quad (121)$$

$$h(k+1) = \left. \frac{\partial}{\partial x} C_d x \right|_{x = \hat{x}(k)}. \quad (122)$$

Itse nopeushavaitsija on MRAS mallia yksinkertaisempi. Jos roottorivuon kulma on laskettu Kalman-suotimella, joka on yhtä tarkka kuin oikea arvo, voi avoimen järjestelmän nopeuden estimaattori hyväksyä estimaatin. Nopeudenestimointi yhtälö pohjautuu roottorivuon kulmanopeuteen, joka voidaan laskea roottorivuon kulman derivaatalla

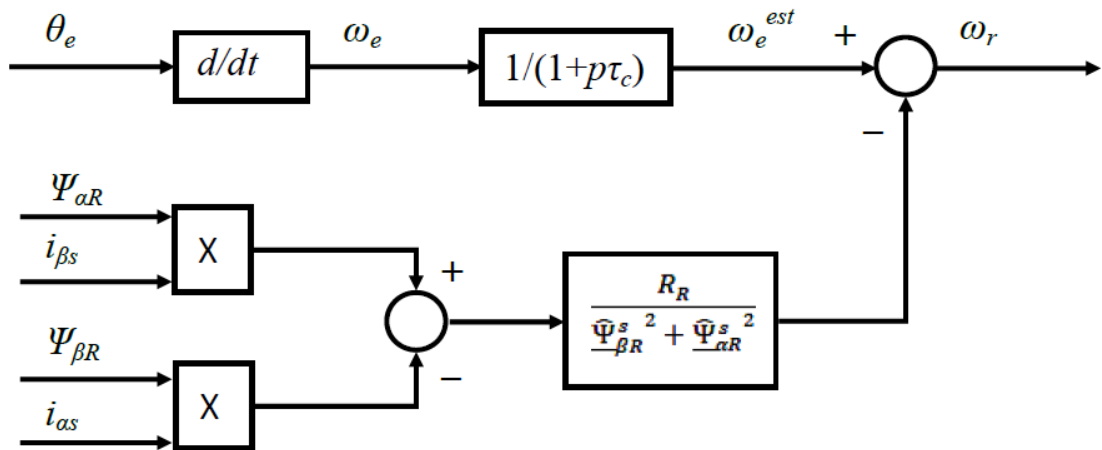
$$\underline{\omega}_e = \frac{d\theta_e}{dt}, \quad (123)$$

jolloin roottorinopeudeksi saadaan

$$\underline{\omega}_r = \underline{\omega}_e - \frac{R_R}{(\hat{\Psi}_{r\beta}^{s^2} + \hat{\Psi}_{ra}^{s^2})(\hat{\Psi}_{ra}^s \hat{i}_{s\beta} - \hat{\Psi}_{r\beta}^s \hat{i}_{sa})}. \quad (124)$$

Nopeuden estimoinnissa on välttämätöntä suodattaa mittaussignaalia alipäästösuotimella, jolla voidaan vähentää derivaattorista aiheutuvaa kohinan vahvistusta. Tämän kohinan suodattamiseen riittää ensimmäisenasteen alipäästösuodin, jossa  $\tau_c = \frac{1}{2\pi f_c}$  ja  $f_c$  on katoaajuus. [17]

Kuvassa 21 nähdään EKF:n nopeusestimaattorin lohkokaavio, joka on MRAS-estimaattoria yksinkertaisempi.



**Kuva 21. Laajennetun Kalman-suotimen nopeusestimaattorin lohkokaavio [17]**

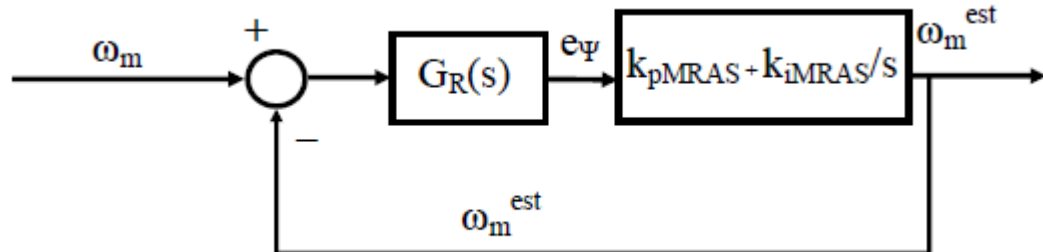
Seuraavaksi käsitellään mallien toimivuutta matalilla nopeuksilla.

### 5.3 Estimaatin stabiilisuus matalilla nopeuksilla

Staattoritaajuuden ollessa nolla, on haastavaa estimoida moottorin nopeutta. Staattoritaajuus on nolla pienillä nopeuksilla sekä nollan ylityksissä. Matalilla nopeuksilla myös estimaatin tarkkuus heikkenee, jolloin se vaikuttaa säädön hyvyyteen. Tässä kappaleessa tutustaan muutamiin tapoihin, joilla voidaan välttyä tältä ongelmalta. Monet estimointimenetelmät kärsivät niiden laskenta-aikojen vuoksi nollan ylityksissä. Tässä kappaleessa tutkitaan kolmen estimaattorin stabiilisuutta ja niiden parantamista. Käsiteltävinä estimaattoreina ovat MRAS, Luenbergerin havaitsija sekä SMO.

### 5.3.1 MRAS estimaattorin stabiilisuusanalyysi

Kuvassa 22 on yksinkertaistettu lohkokaavio MRAS:n estimaattorin stabiilisuusanalyysiä varten. Kuvan mukaisella järjestelmällä viritetään PI-säätimillä estimoitua nopeutta vastaamaan oikeaa nopeutta.



**Kuva 22. Yksinkertaistettu MRAS estimaattorin lohkokaavio stabiilisuusanalyysiä varten [18]**

Adaptaatioalgoritmeilla toimivalla MRAS estimaattorilla voidaan saavuttaa asympotoottinen globaali stabiilisuus Lyapunovin piensignaalihäiriöanalyysillä, jossa roottorinopeuden eroa käytetään roottorivuon virtamallin muokkaamiseen estimaattorissa. [18]

Linearisoidaan MRAS- virtamalli roottorinopeuden pisteeseen 0, jolloin adaptiivinen malli voidaan esittää siirtofunktiona

$$G_R(s) = \frac{\Delta \varepsilon}{\Delta \omega_r - \Delta \hat{\omega}_r} = \frac{\left(s + \frac{R_R}{L_M}\right) |\underline{\Psi}_r|^2}{\left(s + \frac{R_R}{L_M}\right)^2 + \underline{\omega}_s^2}. \quad (125)$$

Nopeusestimaattorin siirtofunktioksi saadaan

$$\frac{\hat{\omega}_r}{\omega_r} = \frac{G_R(s) \left(K_p + \frac{K_i}{s}\right)}{1 + G_R(s) \left(K_p + \frac{K_i}{s}\right)}. \quad (126)$$

PI-säätimen vahvistukset haetaan Bode-diagrammin sekä napojen tarkastelun avulla stabiiliksi. Oikeilla vahvistuksilla estimoitu nopeus seuraa hyvin todellista roottorin nopeutta. [18]

### 5.3.2 Luenbergerin havaitsijan stabiilisuus

Jotta estimointivirhettä saataisiin poistettua kaikilla  $\tilde{x}(0)$ , on valittava havaitsijan vahvistusmatriisi  $L$  siten, että  $(A + LC)$  on asympotoottisesti stabiili, jolloin sen ominaisarvoilla on reaali- ja negatiiviset osat. Valinta voidaan tehdä ehdon (127) mukaan, koska vahvistuskerroin ei riipu nopeuden estimaatista. [19]

$$[A - LC] = [A], \quad (127)$$

jossa matriisi  $A$  saadaan yhtälöstä (111), jolloin vahvistusmatriisiksi saadaan

$$L = \begin{bmatrix} \frac{R_S + R_R}{L_\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{R_S + R_R}{L_\sigma} \\ R_R & 0 \\ 0 & R_R \end{bmatrix}. \quad (128)$$

Nopeuden adaptointimekanismin PI-säätimen vahvistukset valitaan Bode-diagrammin ja napojen asettelulla suotuisiksi. [19]

### 5.3.3 SMO:n stabiilisuus

Havaitsijan adaptiiviset vahvistukset  $K_1, K_2, K_3$  ja  $K_4$  parantavat estimaatin tarkkuutta sekä sen stabiilisuutta. Vahvistukset  $K_1$  ja  $K_2$  määritetään liitteessä A olevan epäyhtälön (159) avulla

$$\begin{cases} K_1 = k_1 - \left| \frac{R_R}{L_\sigma L_M} \underline{e}_{\Psi d} + \frac{\omega_r}{L_\sigma} \underline{e}_{\Psi q} + \frac{\Delta \omega_r}{L_\sigma} \underline{\Psi}_{rq}^s \right| \\ K_2 = k_2 - \left| \frac{R_R}{L_\sigma L_M} \underline{e}_{\Psi q} + \frac{\omega_r}{L_\sigma} \underline{e}_{\Psi d} - \frac{\Delta \omega_r}{L_\sigma} \underline{\Psi}_{rd}^s \right| \end{cases} \quad (129)$$

jossa  $k_1$  ja  $k_2$  ovat negatiivisia numeroita, jotka valitaan siten, että alkutilassa järjestelmä aloittaa nollatiloista sekä toteuttaa epäyhtälön (159). Vahvistukset  $K_3$  ja  $K_4$  saadaan

$$\begin{cases} K_3 > K_1 L_\sigma \\ K_4 > K_2 L_\sigma \end{cases} \quad (130)$$

$$\begin{cases} K_3 = k_3 + K_1 L_\sigma \\ K_4 = k_4 + K_2 L_\sigma \end{cases} \quad (131)$$

jossa  $k_3$  ja  $k_4$  ovat positiivisia. Nämä vahvistukset valitaan järjestelmän ollessa alkutilassa, jossa kaikki tilat ovat nollia. [16]

Nollanopeuden estimaattorin epätasainen estimaatti on luontainen ongelma SMO:lla, johtuen sen epäjatkuvaasta kytkentäfunktioista. Äkilliset muutokset epäjatkuissa kytkemisissä häiritsee sgn-lohkoa, johtuen viiveestä. Tämä johtuu siitä, että SMO:n sgn-funktio olettaa positiivisen ja negatiivisen arvojen vaihdon keston olevan nolla. Yleisimmät syyt tämän äärellisen viiveen aiheutumiseen ovat säädön laskenta, käytännön antureiden rajoitukset, sekä vaihtosuuntaajan kytkimien dead-time -ilmiö. Nämä ongelmat aiheuttavat korkeataajuisia heilahtelua. Ongelmat ovat ratkaistavissa käyttämällä jatkuvaa Tan-sigmoid funktiota epäjatkuvan sgn-funktion sijaan. Tan-sigmoid muodostuu seuraavasti

$$\text{tansig}(S) = \frac{2}{1+e^{-2S}} - 1. \quad (132)$$

Nopeuden estimoinnissa käytetään PI-säädintä kuten muissa estimaattoreissa

$$\hat{\omega}_r = k_p(\underline{e}_{id}\hat{\Psi}_{rq} - \underline{e}_{iq}\hat{\Psi}_{rd}) + k_i \int (\underline{e}_{id}\hat{\Psi}_{rq} - \underline{e}_{iq}\hat{\Psi}_{rd})dt, \quad (133)$$

jonka vahvistukset  $k_p$  ja  $k_i$  haetaan Bode-diagrammilla ja napojen sijoittelulla. [16]

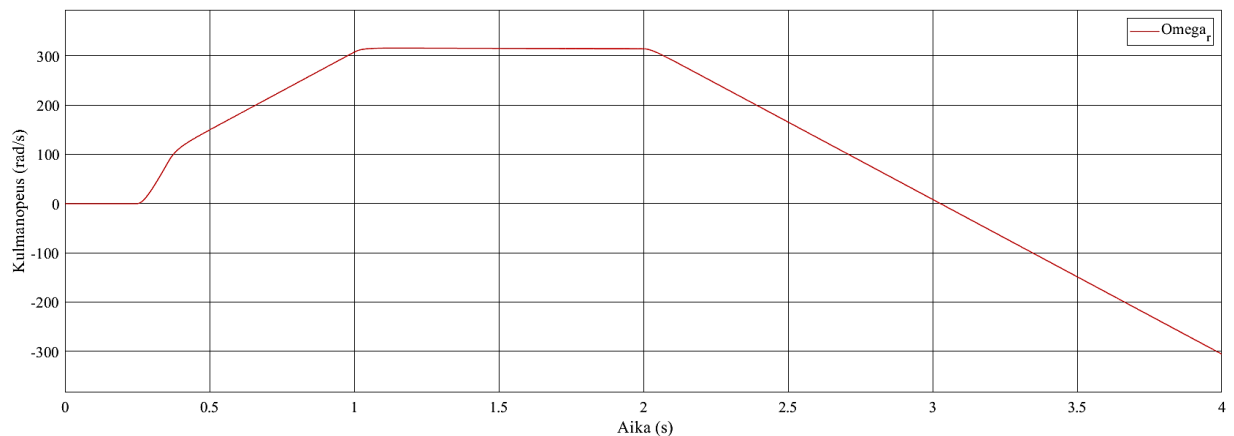


## 6. SIMULOINNIT

Tässä luvussa tutkitaan anturittoman moottorisäädön kolmen eri estimaattorimallin suorituskykyä matalilla nopeuksilla ja suunnanvaihtoissa. Suunnanvaihtoja testataan jokaisella estimaattorimallilla ilman kuormaa, puolella kuormalla sekä täydellä kuormalla. Kaikkien kolmen estimaattoreiden simulointimallit löytyvät liite B:stä. Säädetapana käytetään roottorisuuntautunutta suoraa vektorisäätöä. Estimaattorit tehtiin valmiiseen vektorisäätömalliin rinnakkaisena siten, etteivät ne vaikuta itse moottorisäätöön. Tarkoituksena oli testata estimaattoreiden luomien estimaattien tarkkuutta vertaamalla moottorin oikeaan kulmanopeuteen.

### 6.1 Suunnanvaihtojen stabiilisuus

Ensiksi testataan mallien toimivuutta ilman kuormaa ja häiriötä. Kuvissa nähdään moottorimallista saatava roottorinopeus, joka on kuvissa nimettynä ” $\Omega_r$ ”, sekä estimaattorin luoma nopeuden estimaatti. Kuvassa 23 nähdään simuloinnista saatu oikea roottorin kulmanopeus, johon verrataan estimaattoreiden luomia estimaatteja.

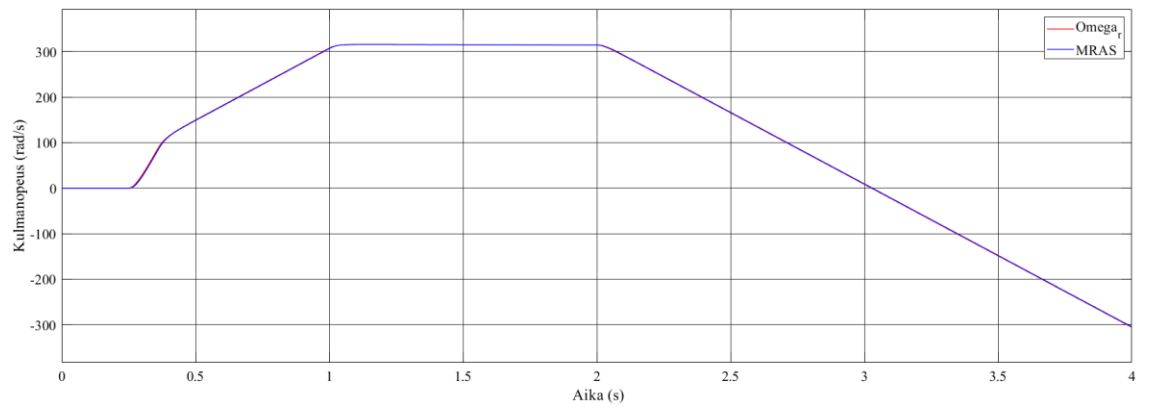


**Kuva 23. Simuloitu roottorin oikea kulmanopeus**

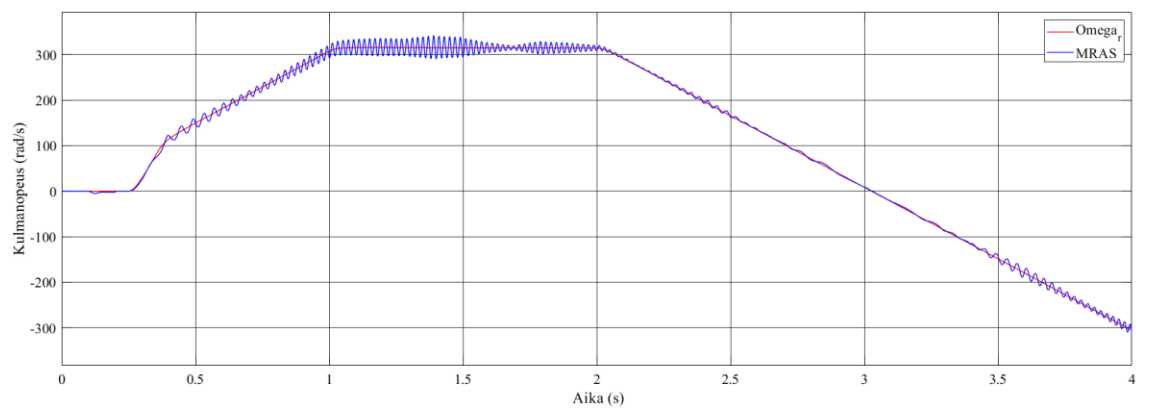
Simuloinneissa mittauskohinana käytetään Band-Limited White Noise- lohkoa, joka generoi hajautetusti satunnaisia numeroita. Lohkon häiriötehona käytetään 0,001 ja askelaita 0,1. Mittauskohina lisätään estimaattoreiden sisääntuloihin eli staattorivirtaan ja jännitteeseen.

#### 6.1.1 MRAS

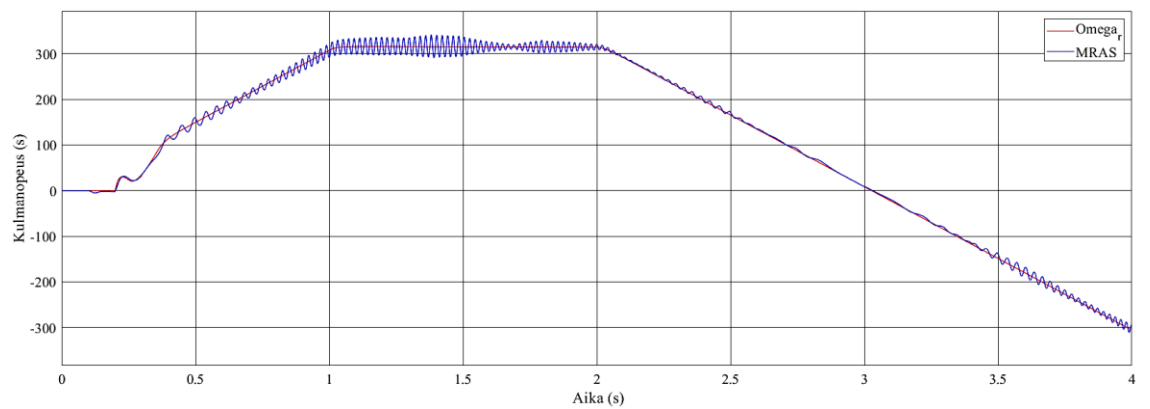
Kuvissa 24-27 nähdään mitattu ja MRAS:lla estimoitu roottorin kulmanopeus eri kuormamomenteilla, kohinalla ja ilman kohinaa, joiden tiedot löytyvät kuvateksteistä.



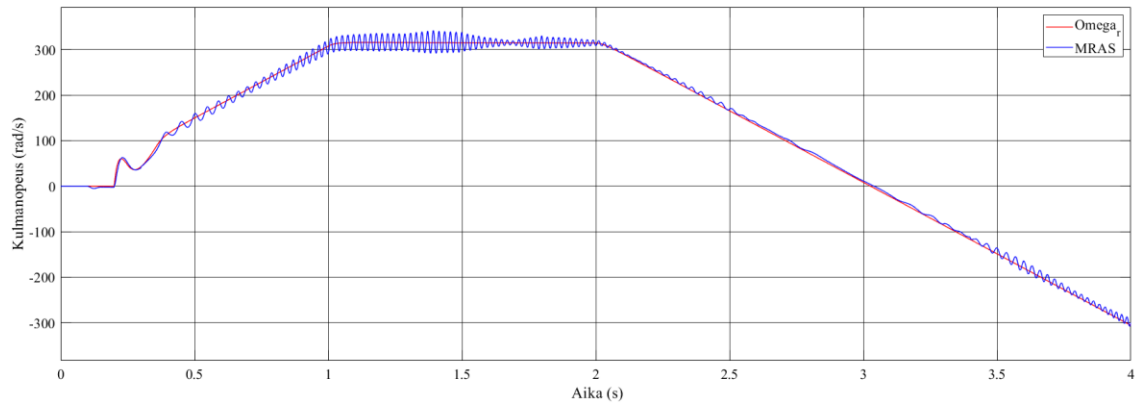
**Kuva 24 mitattu ja MRAS:lla estimoitu kulmanopeus ilman mittauskohinaa ja kuormamomenttia**



**Kuva 25 mitattu ja MRAS:lla estimoitu kulmanopeus mittauskohinalla ja ilman kuormamomenttia**



**Kuva 26 mitattu ja MRAS:lla estimoitu kulmanopeus mittauskohinalla ja 50% nimelliskuormamomenttia**

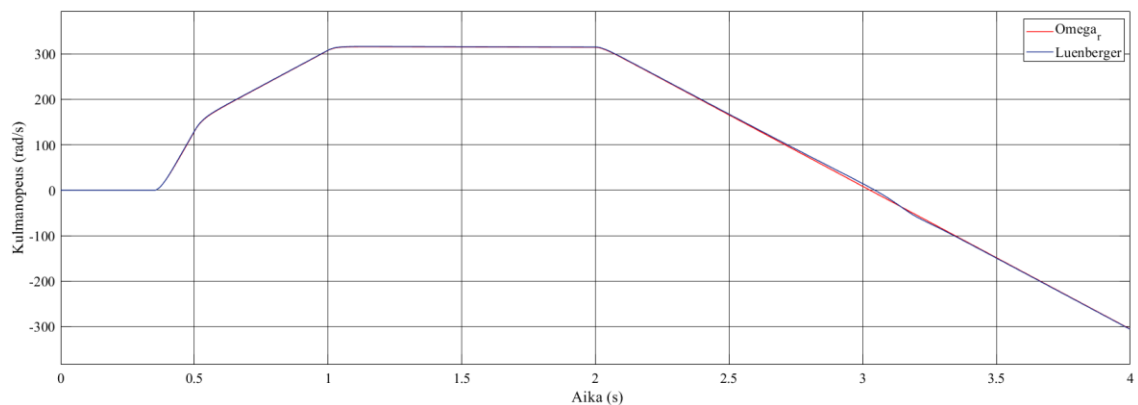


***Kuva 27 mitattu ja MRAS:lla estimoitu kulmanopeus mittauskohinalla ja nimellis-kuormamomentilla***

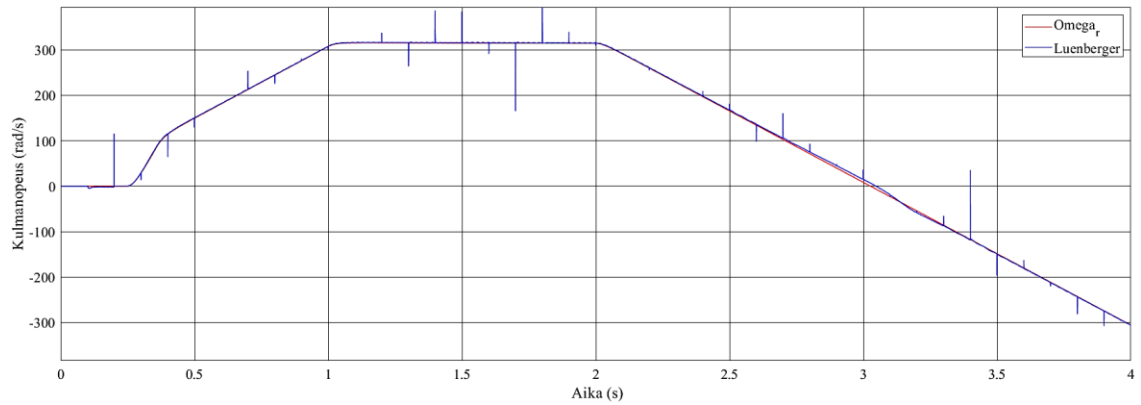
Kohinan lisääminen aiheutti ainoastaan estimaatin oskilloimisen, mutta siitä huolimatta estimaatti seuraa hyvin oikeata nopeutta. MRAS:n nopeuden estimaatissa ilmenevää oskillointia syntyy voiden ristitulossa. Tätä oskillointia voidaan kuitenkin ehkäistä lisäämällä alipäästösuotimia estimaattorin sisääntuloihin, koska sisäänmenoissa ilmenee mitauskohinaa. Momentin kasvattaminen ainoastaan kasvattaa nykäystä nopeuden kasvun alussa, joka on nähtävissä myös oikeassa nopeudessa. Nykäisy ei ole haitallinen eikä estimaattorista riippuvainen.

### 6.1.2 Luenbergerin havaitsija

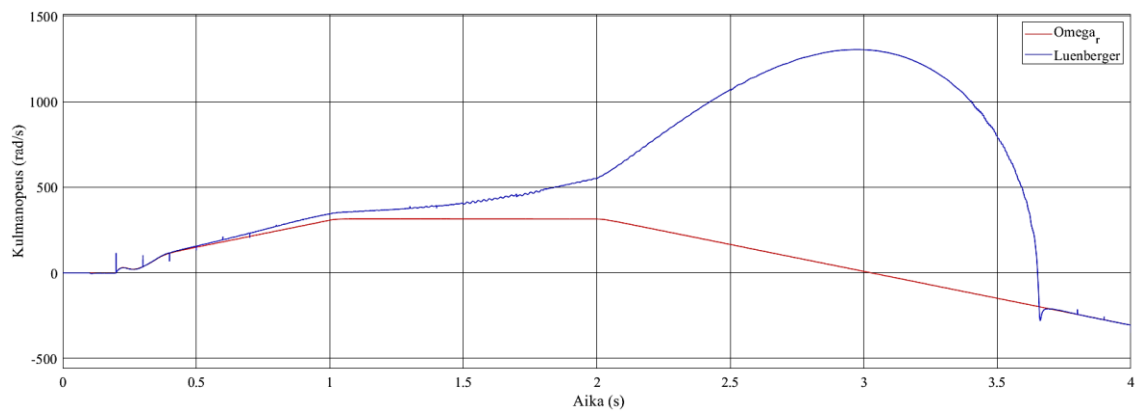
Kuvissa 28-31 nähdään mitattu ja Luenbergerin havaitsijalla estimoitu roottorin kulmanopeus eri kuormamomenteilla, ilman kohinaa ja kohinalla, joiden tiedot löytyvät kuvateksteistä.



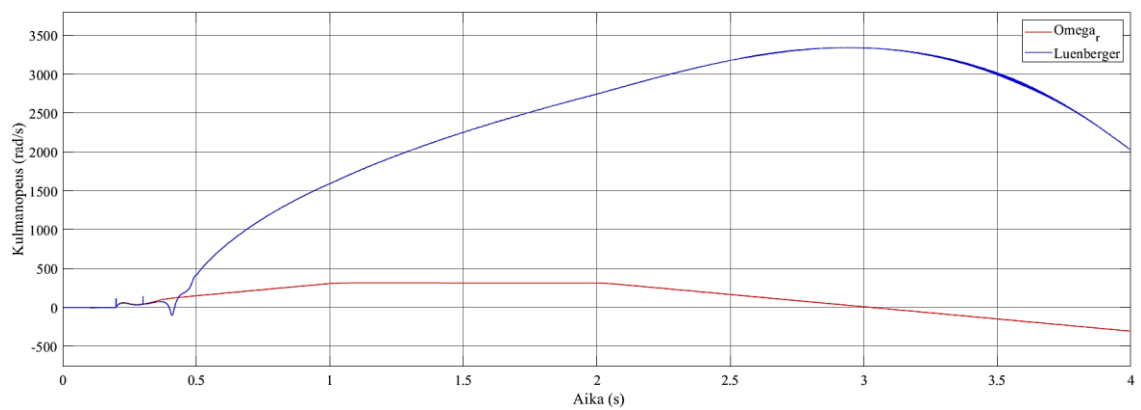
***Kuva 28 mitattu ja Luenbergerin havaitsijalla estimoitu kulmanopeus ilman kohinaa ja kuormamomenttia***



**Kuva 29** mitattu ja Luenbergerin havaitsijalla estimoitu kulmanopeus kohinalla ja ilman kuormamomenttia



**Kuva 30** mitattu ja Luenbergerin havaitsijalla estimoitu kulmanopeus kohinalla ja 50% nimelliskuormamomentilla



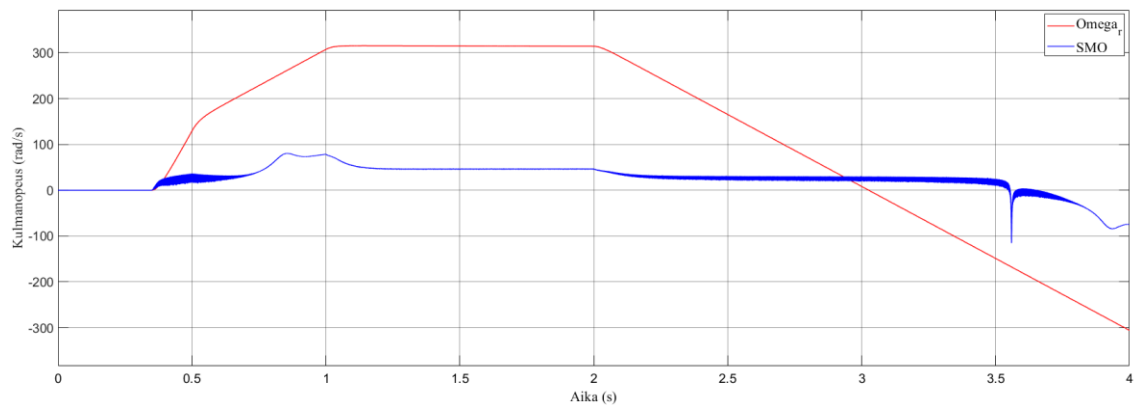
**Kuva 31** mitattu ja Luenbergerin havaitsijalla estimoitu kulmanopeus kohinalla ja nimelliskuormamomentilla

Luenbergerin luoma nopeuden estimaatti seuraa hyvin oikeata nopeutta ilman kohinaa. Kuvassa 29 mittauskohina aiheutti korkeita ja kapeita piikkejä nopeuden estimaattiin.

Luenbergerin havaitsijalla kuormamomentti aiheuttaa enemmän epästabiilisuutta kuin mittauskohina. Mallia voisi vielä korjata siten, että se huomioi kuormamomentin vaikutusta lisäämällä momentti tilamuuttujiin, kasvattaa vahvistusmatriisin  $L$  arvoja sekä viritteä PI-regulaattoria. Kohinan korjaamiseksi voisi lisätä alipäästösuotimia estimaattorin sisäänmenoihin.

### 6.1.3 SMO

Kuvassa 32 nähdään moottorin oikea ja SMO:lla estimoitu kulmanopeus ilman kuormamomenttia ja kohinaa.



**Kuva 32. Moottorin oikea sekä SMO havaitsija ilman kohinaa**

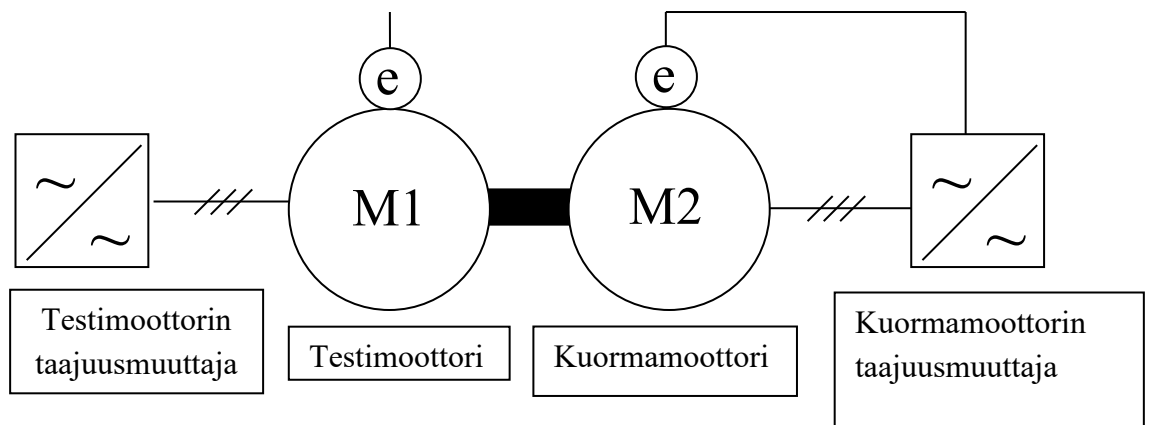
SMO havaitsijan tarkempaa toimivuutta ei tarkastella työssä tämän enempää, koska malli ei toimi johtuen vuo- ja virtaestimaattoreiden vahvistuksien arvojen löytymisen haastavuudesta sekä aikataulun tiukkuudesta. Kuvassa kuitenkin nähdään se, että nopeuden estimaatin käyrä yrittää seurata oikean kulmanopeuden käyrää, jolloin tarvitsisi vielä kasvattaa vuoestimaattorin vahvistusta. Sopivien vahvistusten etsintää jatketaan myöhemmissä tutkimuksissa.

## 7. LABORATORIOMITTAUKSET

Mittauksissa testattiin testilaitteen omia anturittomia säätömenetelmiä. Testattavana on anturitonvektorisäätö (SVC), roottorisuuntautunut suora vektorisäätö (FOC) sekä skalarisäätö. Testiajo on samanlainen kuin simuloinnissa, eli tarkoitus tutkia nollan ylityksiä. Ensiksi tutustutaan testikalustoon sekä testimoottorin parametreihin, jonka jälkeen tutkitaan testien tuloksia.

### 7.1 Mittauslaitteisto

Anturitonta moottorisäätöä testattiin testijärjestelmällä, joka koostuu kuvan 33 testijärjestelmällä. Moottoreissa on nopeus- ja momenttianturit, jotka antavat mittausdataa tietokoneelle. Mitattavat asiat ovat moottorin jännite, virta, nopeus sekä vääntömomentti. testi-taajuusmuuttajalle ohjelmoitiin kuvan 23 simulointikäyrää vastaava ajo ramppi.



**Kuva 33 Testi- ja kuormakaluston kaavio**

Testimoottoria M1 ohjataan testitaajuusmuuttajalla ja kuorma konetta ohjataan toisella taajuusmuuttajalla. Moottorien akselit ovat mekaanisesti kytketty toisiinsa. Moottori M1:n kilpiarvot näkyvät taulukossa 2 sekä sijaiskytkennän piirin parametrien arvot että hitausmomentit nähdään taulukosta 3.

**Taulukko 2: Testimoottorin kilpiarvot**

	$U_N$	$f_N$	$I_N$	$I_0$	$n_N$	$P_N$	$T_N$	$\cos\varphi$
Moottori	Nimellisjännite	Nimellistaajuus	Nimellisvirta	Tyhjäkäyntivirta	Nimellisnopeus	Nimellispäätöteho	Nimellisvääntömomentti	Teho-kerroin
M1	400 V	50 Hz	5.3 A	2.9 A	1350 rpm	2.2 kW	15.6 Nm	0.81

**Taulukko 3: Testimoottorin käämiarvot suhteellisarvona.**

	$J$	$R_s$	$L_\sigma$	$R_R$	$L_M$
Moottori	Hitausmomentti	Staattori-resistanssi	Kokonaishajainduktanssi	Roottori-resistanssi	Magnetointi-induktanssi
M1	0.00507	0,0522	0,174	0,0721	1,721
M2	0.00315	-	-	-	-

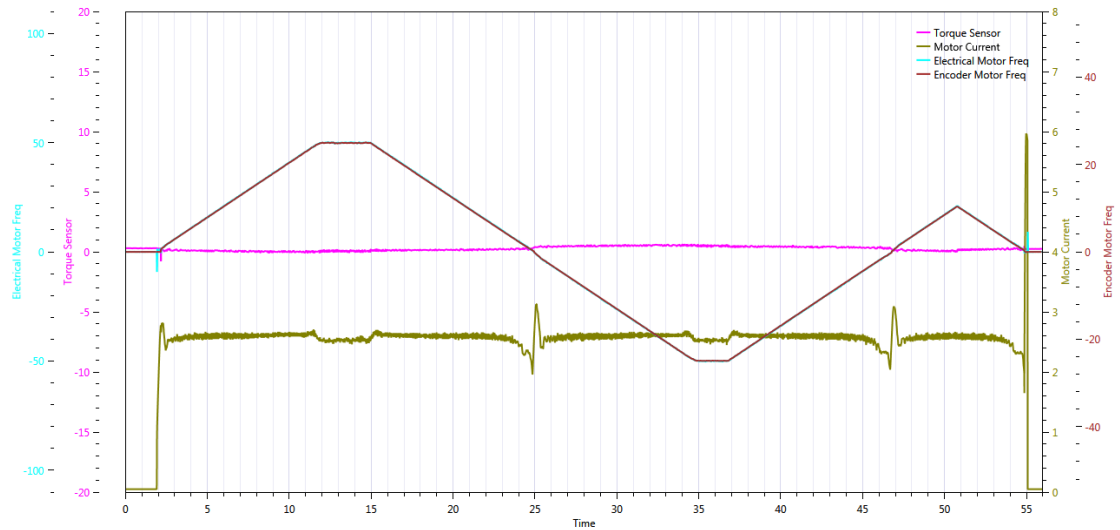
Testimoottorin parametreja käytettiin myös MATLAB Simulink mallissa. Testimoottorin käämiarvot ovat muunnettu suhteellisarvoiksi eli jaettu nimellisarvolla.

## 7.2 Anturittomien säätömenetelmien toimivuus suunnanvaihtoissa

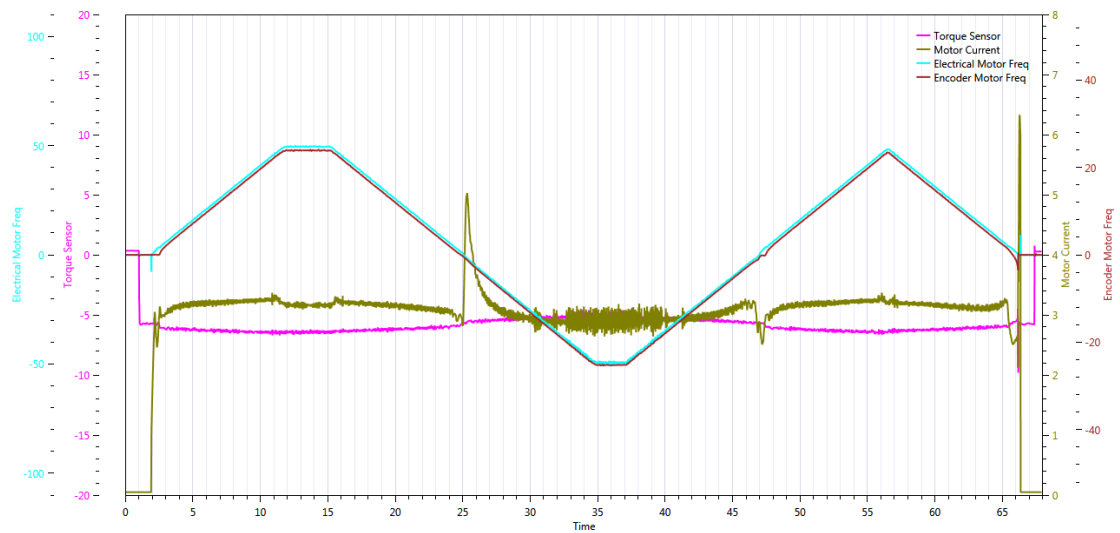
Seuraavaksi testataan testitaajuusmuuttajan omia anturittomia moottorisäätöjä. Kaikkia testataan seuraavissa tilanteissa: ilman nimellistä kuormaa, puolella kuormalla sekä nimellisellä kuormalla. Kuormamoottorin taajuusmuuttajalla asetetaan kuormamoottorille haluttu kuormamomentti. Testimoottorin akseli on kytketty enkooderiin, joka mittaa nopeutta ja antaa mittaustietoa tietokoneelle. Itse testitaajuusmuuttaja ei käytä säädössä hyödyksi enkooderin dataa. Kuormamoottorille on asetettu negatiivinen momentti siksi, että se kuvaa nostettavan kuormanmomentin suuntaa, joka on tässä tapauksessa negatiivinen eli alaspäin ohjaava. Moottorissa nopeuden suunta on nostossa positiivinen ja laskussa negatiivinen.

### 7.2.1 Skalaarisäätö

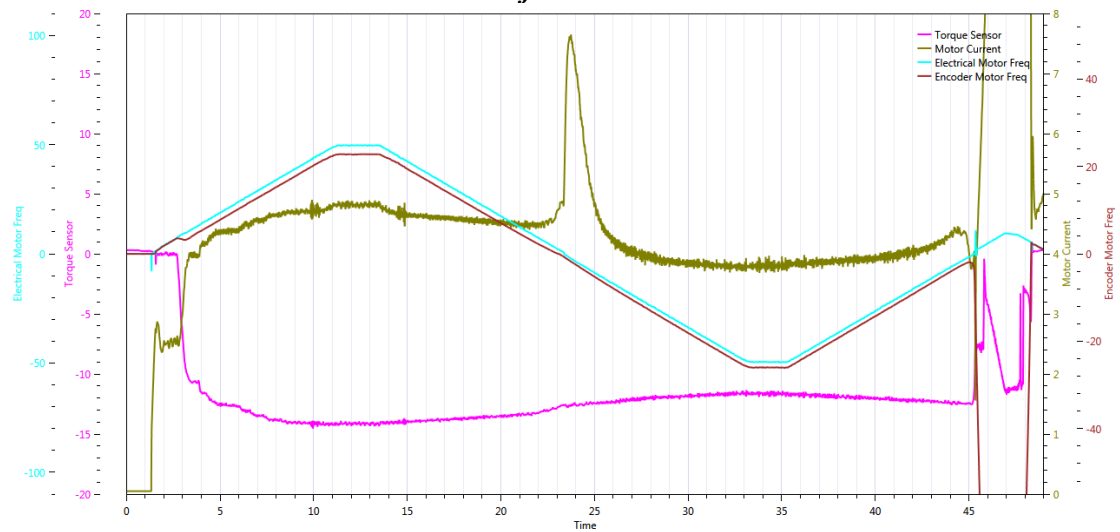
Testilaitteen skalaarisäätö on sama kuin kohdassa 5.1.1. käsitelty säätötapa, erona vain se, että jättämänkompensoinnin sijaan kompensoidaan momenttia. Kuvissa 34-36 nähdään suunnanvaihtotestit  $U/f$ -säädöllä eri kuormamomenteilla, jonka arvot löytyvät kuvateksteistä.



**Kuva 34. Suunnanvaihto U/f-säädöllä ilman kuormaa**



**Kuva 35. Suunnanvaihto U/f-säädöllä 50% nimelliskuormalla**



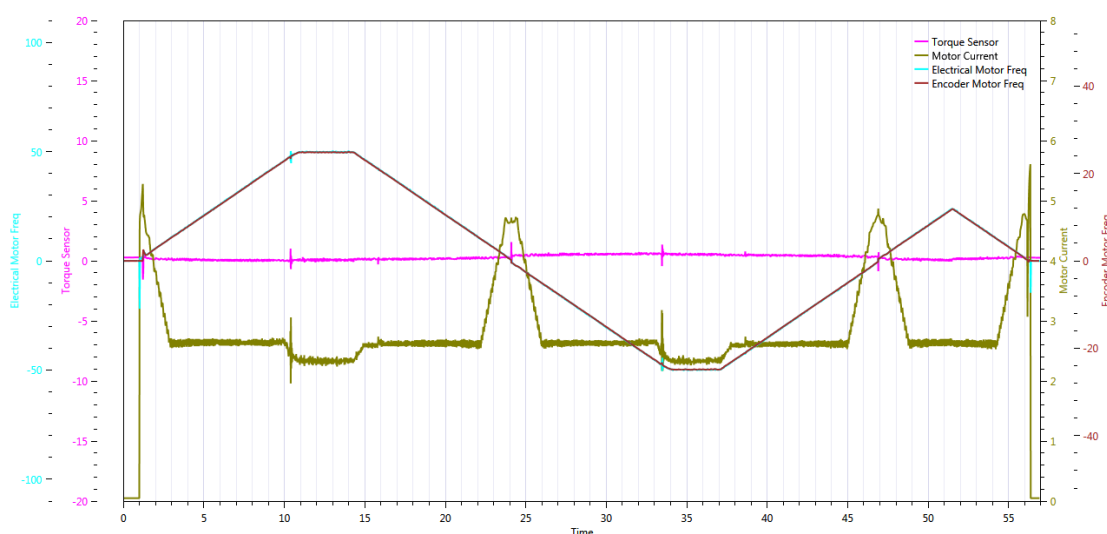
**Kuva 36. Suunnanvaihto U/f-säädöllä nimelliskuormalla**



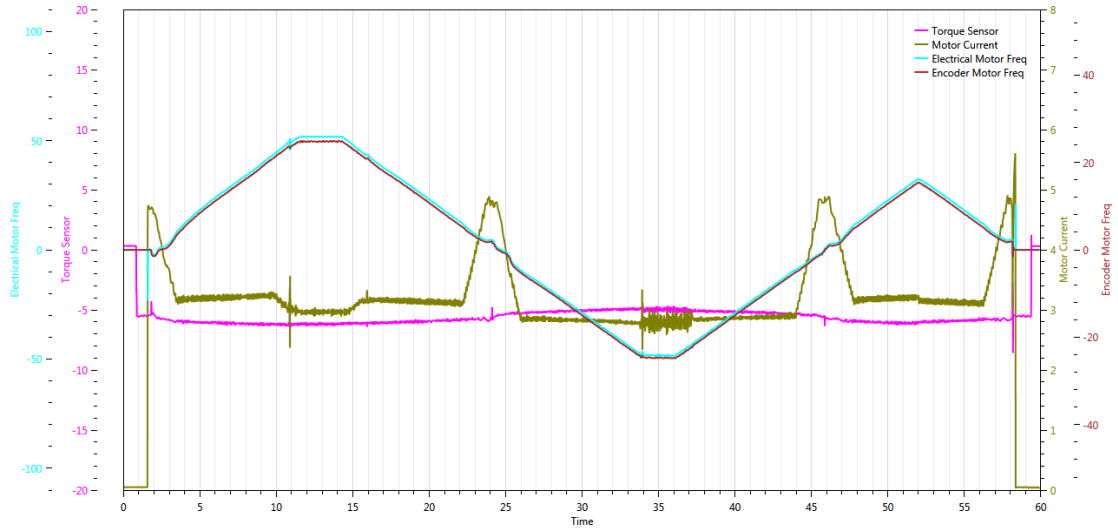
Virtapiikit ovat nähtävissä käynnistyksessä sekä nollan ylityskohdissa. Käynnistystilanteessa ilmenevä virtapiikki johtuu moottorin käynnistykseen vaadittavasta alkumagnetointivirrasta ja nollan ylityksissä johtuvat roottorivoiden nopeuden suunnanvaihdosta. Testilaitteessa asetettiin  $U/f$ -käyrä sellaiseksi, jolla kuorma ei putoa jarrujen ollessa auki. Nimelliskuormalla nollan ylityksessä oleva virtapiikki kasvaa. Kuvista huomataan, että momentin kasvaessa kasvaa myös jättämä eli sähköisen ja mekaanisen nopeuden ero.

## 7.2.2 Vektorisäätö

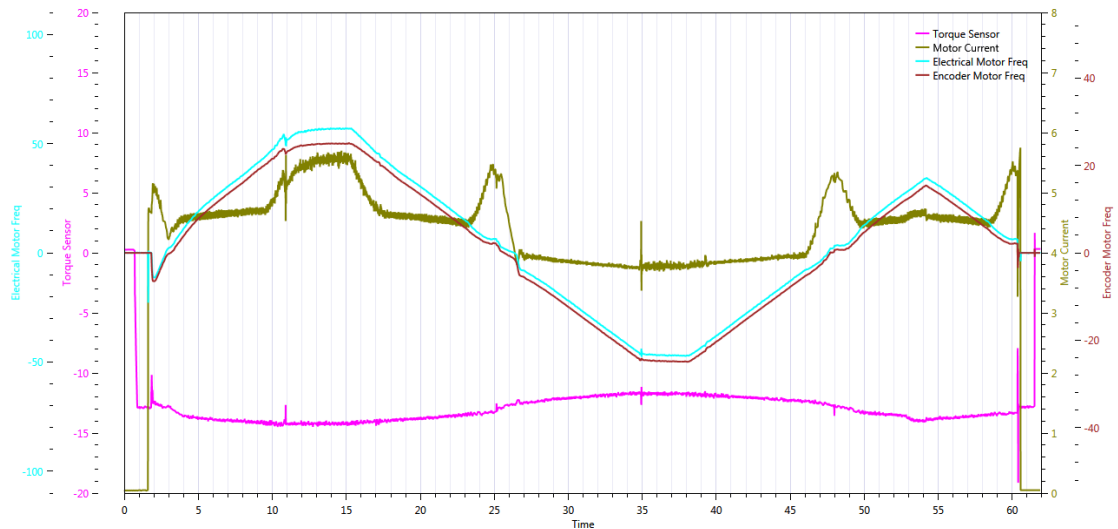
Vektorisäädössä testataan kohdan 5.1.2. mukaista roottorisuuntautuneista suoraa vektorisäätöä, joka käyttää MRAS estimaattoria. Kuvissa 37-39 nähdään suunnanvaihtotestit vektorisäädöllä eri kuormamomenteilla, jonka arvot löytyvät kuvateksteistä.



**Kuva 37. Suunnanvaihto vektorisäädöllä ilman kuormaa**



**Kuva 38. Suunnanvaihto vektorisäädöllä 50% nimelliskuormalla**

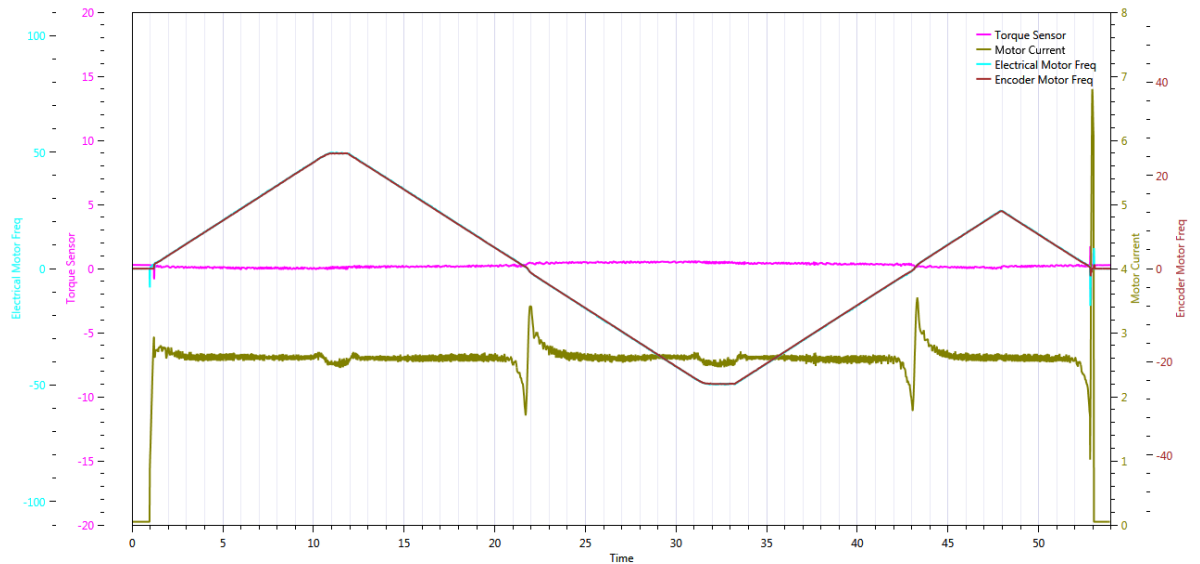


**Kuva 39. Suunnanvaihto vektorisäädöllä nimelliskuormalla.**

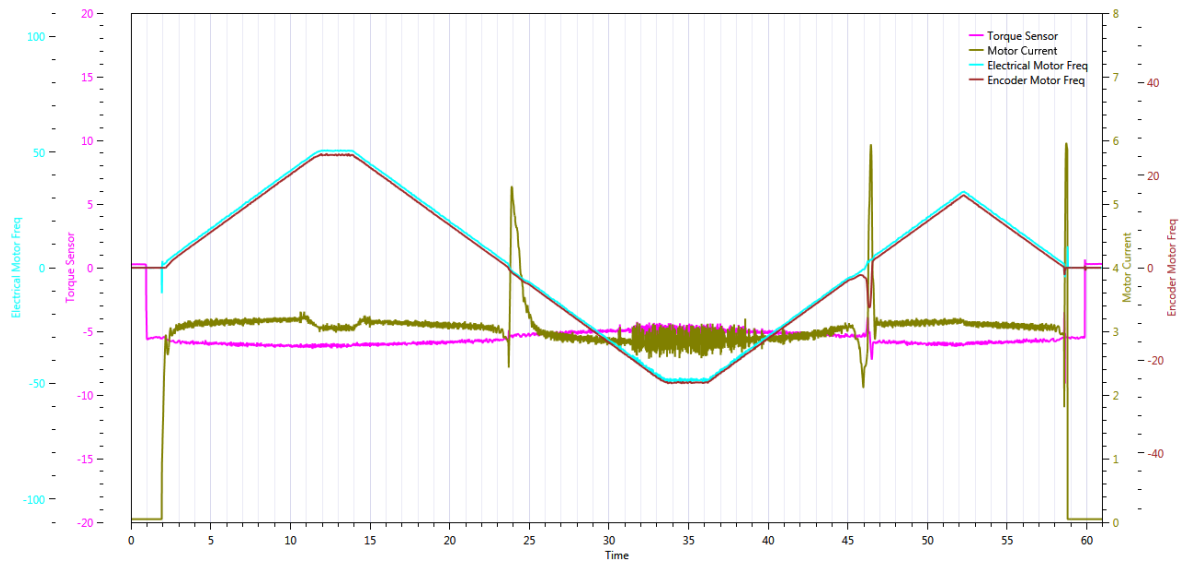
Vektorisäädöllä virtakäyrä on tasaisempaa kuin skalaarilla sekä nollanylityksissä, käynnistyksessä sekä jarrutuksessa virtapiikit pysyvät samoina kuorman kasvaessa. Vektorisäädössä virtaparametri on asetettu matalilla nopeuksilla lähelle nimellisvirtaa, jotta saataisiin tarkempaa nopeuden estimaattia suunnanvaihdossa. Nopeuden ja virran piikit huippuarvojen rajalla johtuvat nopeussäätimen vaihdosta. Testitaajuusmuuttajalla on nopeussäätimellä kahdet eri parametrit eli nimellismopeuden ja nollanopeuden lähellä oleville nopeuksille, joiden käyttörajataajuutta on mahdollista valita itse.

### 7.2.3 SVC

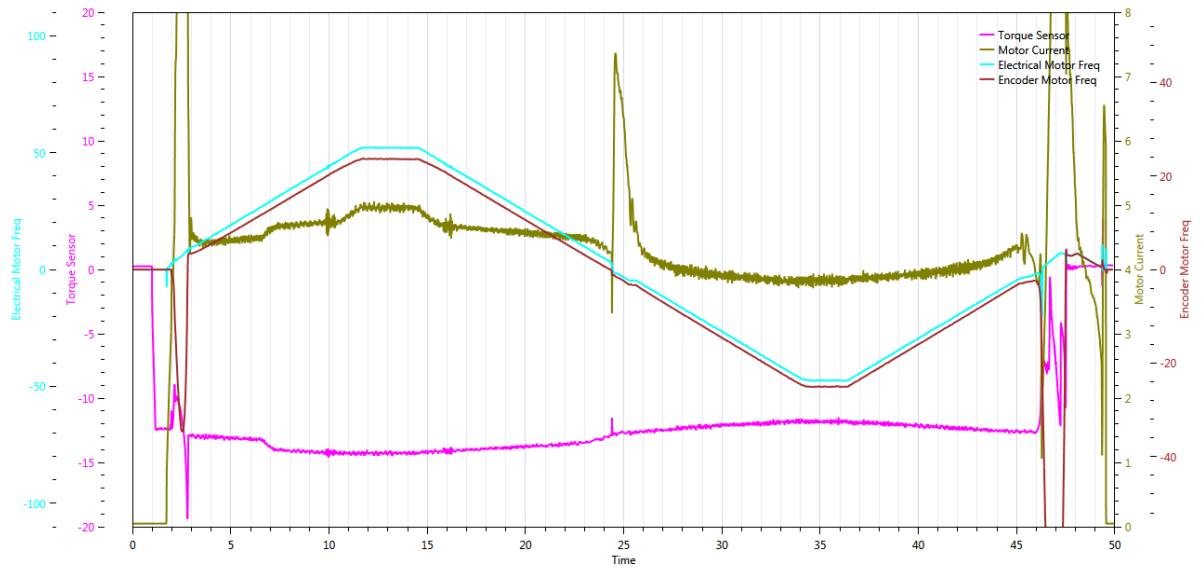
Seuraavaksi testataan anturittoman vektorisäädön (SVC) toimivuutta suunnanvaihdossa. SVC on skalaarisäädön kaltainen, jossa kompensoidaan jättämää. Kuvissa 40-42 nähdään suunnanvaihtotestit SVC-säädöllä eri kuormamomenteilla, jonka arvot löytyvät kuvateksteistä.



**Kuva 40. Suunnanvaihto SVC-säädöllä ilman kuormaa.**



**Kuva 41. Suunnanvaihto SVC-säädöllä 50% nimelliskuormalla.**



***Kuva 42. Suunnanvaihto SVC-säädöllä nimelliskuormalla.***

Kuvassa 42 nähdään, että SVC-säädöllä on suurimmat virtapiikit käynnistyksessä sekä nollanylityksistä täydellä kuormalla, jotka ovat liian suuret. Siirtymä generaattoripuolesta moottoripuoleen aiheuttaa liian suurta virtapiikkiä, koska sallittu raja on 180% nimellisestä virrasta eli 9,54 A.

## 8. TULOKSET JA YHTEENVETO

Työssä tutkittiin taajuusmuuttajaohjatun oikosulkumoottorin nopeusanturitonta ohjausmenetelmää sekä niiden nopeusestimaattorien luotettavuutta standardinosturin nostoliikkeessä. Työn tavoitteena oli luoda luotettava estimaattori, jonka nopeuden estimaattiin voidaan luottaa moottorisäädössä. Suurimmat ongelmat estimaattoreiden nopeuden estimoinnissa piilevät suunnanvaihdossa eli matalilla nopeuksilla, koska estimaatin tarkkuus usein heikkenee ja jolloin mittauskohinan vaikutus on suurin.

Työn alussa on esitelty nosturin, jännitevälipiirisen taajuusmuuttajan sekä oikosulkumoottorin rakenteita sekä niiden toimintaperiaatteita yleisesti. Työssä tutustuttiin myös moottorin eri sijaiskytkentöihin. Suurin osa työstä käsittelee anturittomassa moottorisäädössä käytettyjä nopeudenestimaattoreiden rakenteita ja toimintaperiaatteita sekä niiden stabiilisuuksia matalilla nopeuksilla. Simuloinneissa on keskitytty tutkimaan estimaattoreiden luomien kulmanopeusestimaattien tarkkuutta verraten niitä moottorin mitattuun kulmanopeuteen. Simulointien testiajossa moottorin kiihdytettiin nimelliseen kulmanopeuteen, jonka jälkeen suunnanvaihto negatiiviseen nimelliseen kulmanopeuteen. Tällä testillä oli tarkoitus testata mallien suorituskykyä nopeuden ylittäessä nollanopeuden. Simuloinnissa käytettiin roottorisuuntautunutta suoraa vektorisäätöä. Mallina käytettiin yrityksen omaa moottorisäätömallia.

Laboratoriotesteissä testattiin testitaajuusmuuttajan omia anturittomia moottorisäätötapoja, jotka olivat skalaari-, FOC sekä SVC. Testien tarkoituksena oli tutkia ja vertailla erilaisten anturittomien moottorisäätöjen suorituskykyä suunnanvaihdossa ja eri kuormamomenteilla. Testattavana ajona oli kiihdytys nimelliseen kulmanopeuteen, suunnanvaihto negatiiviseen nopeuteen, jonka jälkeen moottorin jarrutus.

Simuloinneissa pärjäsivät parhaiten MRAS, koska sen estimaatti seurasi hyvin mitattua. MRAS:n suunnanvaihto sujui hienosti, jolloin sitä voi käyttää luotettavasti nosturikäytön anturittomassa moottorisäädössä. MRAS:n ainoa heikkous oli mittauskohinasta aiheutuva oskilloiminen, jota voidaan estää lisäämällä alipäästösuotimet sisäänmenoihin, jolloin ne poistavat mahdollista mittauskohinaa. Luenbergerin havaitsijan heikkous ilmeni kohinalla ja kuormamomentilla, koska niillä estimaatti poikkesi huomattavasti moottorin mitatusta nopeudesta. Luenbergerin havaitsijan nykyistä mallia ei voida käyttää moottorisäädössä, koska se aiheuttaa epästabiilisuutta. SMO estimaattoria ei saatu työssä vielä toimimaan, koska virta- ja vuoestimaattoreiden vahvistusten arvojen löytymiseen meni liikaa aikaa.

Laboratoriotesteissä skalaarisäädön heikkous oli se, että nollan ylityksissä tuli suurehkoja virtapiikkejä nollanylityksessä kuormamomentin kasvaessa sekä generaattoripuolella ni-

mellisnopeudessa ilmeni virrassa suurehkoa kohinaa. Suunnanvaihdot onnistuivat virtapiikeistä huolimatta oikein hyvin. FOC toimi kaikkia muita säätötapoja parhaiten, koska kuormamomentin kasvusta huolimatta suunnanvaihdot sujuivat hyvin sekä virtapiikit eivät ylittäneet parametrisoitua rajaa. SVC toimi ilman kuormaa hyvin, mutta kuormaa lisääessä alkoi ilmetä liian suuria virtapiikkejä erityisesti generaattori- ja moottoripuolen välisellä siirtymällä. Virtapiikit ovat haitallisia taajuusmuuttajille, koska silloin IGBT:t voivat vaurioitua.

Työn tavoitteet toteutuivat, koska simuloinneissa MRAS estimaattori malli suoriutui hyvin suunnanvaihtotesteissä sekä laboratoriotesteissä kaikki säätötavat suoriutuivat suunnanvaihtoissa hyvin, joista suurimassaosassa pitää virtapiikkejä rajoittaa. Tulevaisuuden nostureissa voisi käyttää nykyisellä mallilla MRAS estimaattoria ja FOC säätöä, koska ne toimivat hyvin nimelliskuormalla. MRAS estimaattori on laskennallisesti yksinkertainen, minkä vuoksi se on myös sopiva nosturikäyttöön. Jatkotutkimuksissa malleihin voisi tehdä seuraavanlaiset parannukset: MRAS estimaattoriin alipäästösuotimet sisäänmenoihin, Luenbergerin havaitsijan malliin kuormamomentin lisääminen tilamuuttujaksi sekä SMO:n vahvistusten korjaaminen. Kalman-suodinta tutkitaan vielä myöhemmin, koska siitä aiemmin tehtyjen tutkimusten mukaan se toimisi hyvin. Jatkotutkimusten myötä voidaan nostureissa luotettavasti käyttää anturitonta moottorisäätöä.

## LÄHTEET

- [1] Electric motor. (2018). In Encyclopædia Britannica. Internetsivu url: <https://academic.eb.com/levels/collegiate/article/electric-motor/106043>
- [2] Fitzgerald A.E., Kingsley C., Jr, Umans S. D., Electrical Machinery, 2003 Mc Graw Hill 6 painos.
- [3] Bastman, J. Sähkömoottorit, opintomoniste, Tampereen teknillinen yliopisto, Sähkötekniikan osasto, 2011, 189 s.
- [4] Kivelä, T. Häälaskujärjestelmä nosturisovelluksissa, Diplomityö, Tampereen teknillinen yliopisto, 2013
- [5] Rekola, J. Modelling and control of electrical motors, Luentokalvot 10 ja 13. Tampereen teknillinen yliopisto
- [6] Halminen A. Johdatus nosturitekniikkaan. Luentokalvot, Konecranes Oy, 2007
- [7] Mohan A. Power electronics converters, applications and design. John Wiley 2003
- [8] Bose B. K., Power electronics and variable frequency drives Technology and Applications. Wiley IEEE Press 1996
- [9] Holz J, Sensorless Control of Induction Motor Drives, IEEE article 2002
- [10] Worth knowing about frequency converters Handbook Danfoss 2014
- [11] Rekola J., Sähkömoottorikäytöt, Luentokalvot 7 ja 10 Tampereen teknillinen yliopisto 2015
- [12] Jouili M., Jarray K., Koubaa Y., Boussak M., Luenberger state observer for speed sensorless ISFOC induction motor drives, Electric Power Systems Research, Volume 89, 2012 Science direct
- [13] Toivonen J., Akkujen hyödyntämien siltanosturin energiavarastona, Diplomityö, Tampereen teknillinen yliopisto, 2016. s.19
- [14] Mölsä E., Oikosulkumoottorin sijaiskytkennän parametrien identifiointi akselia pyörittämättä, Diplomityö, Aalto yliopisto, 2015 s.28

- [15] Harnefors L. *Control of Variable speed Drives*. Västerås, Sweden, Applied Signal Processing and Control, department of Electronics, Mälardalen University. 2003.
- [16] Zaky M. S., Metwaly M. K., Azazi H. Z. and Deraz S. A., A New Adaptive SMO for Speed Estimation of Sensorless Induction Motor Drives at Zero and Very Low Frequencies, in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 65, no. 9, pp. 6901-6911, Sept. 2018.
- [17] Li Z., Zhang G., Diao L., Liu Z., Extended Kalman Filter Based on Inverse  $\Gamma$  Model of Induction Motor, Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), September 3-5, 2008, Harbin, China
- [18] Farshbaf R. A., Azizian M. R. and Ebrahimi A., NN-MRAS based speed estimator vs. RF-MRAS one: Design and comparison, 2012 3rd Power Electronics and Drive Systems Technology (PEDSTC), Tehran, 2012, pp. 223-228.
- [19] Souvik S., Byamakesh N., Sensorless vector control and selection of observer gain for speed control of indirect vector control induction motor drives, 2017 Second International Conference on Electrical, Computer and Communication Technologies (ICECCT), Coimbatore, 2017, pp. 1-7.



## LIITE A: LYAPUNOVIN STABIILISUUSANALYYSI

Lyapunovin funktiota käytetään järjestelmän stabiilisuuden etsimiseen ja sitä myötä löytää sopivat vahvistukset vuohavaitsijaan sekä virtahavaitsijaan. Tässä esimerkissä käydään läpi liukuvan tilan stabiilisuusanalyysiä liukuvan tilan havaitsijasta vuon havaitsijan vahvistusten  $K_3$  ja  $K_4$  sekä virtaestimaattorin  $K_1$  ja  $K_2$  löytämiseen. Ensiksi muodostetaan Lyapunovin yhtälö virtaestimaattorin pohjalla

$$V = \frac{1}{2} \underline{e}_d^2 + \frac{1}{2} \underline{e}_q^2, \quad (154)$$

jonka aikaderivaatta

$$\dot{V} = \underline{e}_{id} \dot{\underline{e}}_{id} + \underline{e}_{iq} \dot{\underline{e}}_{iq} \quad (155)$$

$$= \begin{pmatrix} \underline{e}_{id} \left( -\frac{R_s + R_R}{L_\sigma} \underline{e}_{id} + \frac{R_R}{L_\sigma L_M} \underline{e}_{\psi d} + \frac{\omega_r}{L_\sigma} \underline{e}_{\psi q} + \frac{\Delta\omega_r}{L_\sigma} \underline{\Psi}_{rd}^s + K_1 l_d \right) \\ \underline{e}_{iq} \left( -\frac{R_s + R_R}{L_\sigma} \underline{e}_{iq} + \frac{R_R}{L_\sigma L_M} \underline{e}_{\psi d} - \frac{\omega_r}{L_\sigma} \underline{e}_{\psi d} - \frac{\Delta\omega_r}{L_\sigma} \underline{\Psi}_{rq}^s + K_2 l_q \right) \end{pmatrix}. \quad (156)$$

Virtaestimaattorin stabiilisuuden ehdot perustuvat Lyapunovin kriteeriin, jossa positiivisella määrättyllä Lyapunovin funktiolla ensimmäinen määrätty derivaatta on negatiivinen. Termi  $\underline{e}_{id} \left( -\frac{R_s + R_R}{L_\sigma} \right) \underline{e}_{id}$  sekä  $\underline{e}_{iq} \left( -\frac{R_s + R_R}{L_\sigma} \right) \underline{e}_{iq}$  ovat negatiivisia, kun  $-\frac{R_s + R_R}{L_\sigma}$  on negatiivinen. Sen vuoksi seuraavat kaksi termiä  $V$ :n derivaatassa pitää olla negatiivisia taatakseen stabiilin virranestimaattorin perustuen Lyapunovin teoriaan

$$\left\{ \begin{aligned} \underline{e}_{id} \left( \frac{R_R}{L_\sigma L_M} \underline{e}_{\psi d} + \frac{\omega_r}{L_\sigma} \underline{e}_{\psi q} + \frac{\Delta\omega_r}{L_\sigma} \underline{\Psi}_{rd}^s + K_1 l_d \right) < 0 \\ \underline{e}_{iq} \left( \frac{R_R}{L_\sigma L_M} \underline{e}_{\psi q} - \frac{\omega_r}{L_\sigma} \underline{e}_{\psi d} - \frac{\Delta\omega_r}{L_\sigma} \underline{\Psi}_{rq}^s + K_2 l_q \right) < 0 \end{aligned} \right\}. \quad (157)$$

Virtojen erosignaalin vaikuttaa edellä olevan yhtälön mukaan  $l_d$ :n ja  $l_q$ :n merkkeihin ja sitä myöten vahvistusten merkkiin. Tämän huomioiden epäyhtälöä on muokattu seuraavaksi

$$\left\{ \begin{aligned} \left| \frac{R_R}{L_\sigma L_M} \underline{e}_{\psi d} + \frac{\omega_r}{L_\sigma} \underline{e}_{\psi q} + \frac{\Delta\omega_r}{L_\sigma} \underline{\Psi}_{rd}^s \right| + |K_1 l_d| < 0 \\ \left| \frac{R_R}{L_\sigma L_M} \underline{e}_{\psi q} - \frac{\omega_r}{L_\sigma} \underline{e}_{\psi d} - \frac{\Delta\omega_r}{L_\sigma} \underline{\Psi}_{rq}^s \right| + |K_2 l_q| < 0 \end{aligned} \right\} \quad (158)$$

tämä tilanne voidaan saavuttaa, kun valitaan vahvistukset sopivan suuriksi toteuttaakseen seuraavan epäyhtälön (159):

$$\begin{aligned} K_1 &< - \left| \frac{R_R}{L_\sigma L_M} \underline{e}_{\psi d} + \frac{\omega_r}{L_\sigma} \underline{e}_{\psi q} + \frac{\Delta\omega_r}{L_\sigma} \underline{\Psi}_{rd}^s \right| \\ K_2 &< - \left| \frac{R_R}{L_\sigma L_M} \underline{e}_{\psi q} - \frac{\omega_r}{L_\sigma} \underline{e}_{\psi d} - \frac{\Delta\omega_r}{L_\sigma} \underline{\Psi}_{rq}^s \right| \end{aligned} \quad (159)$$

Vuoestimaattorin vahvistusten valinta hoituu samoin kuin virta estimaattorille, eli muodostetaan Lyapunovin funktio voiden eroille

$$V = \frac{1}{2} \underline{e}_{\Psi d}^2 + \frac{1}{2} \underline{e}_{\Psi q}^2, \quad (160)$$

jonka derivaataksi saadaan

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \underline{e}_{\Psi d} \dot{\underline{e}}_{\Psi d} + \underline{e}_{\Psi q} \dot{\underline{e}}_{\Psi q} \\ &= \underline{e}_{\Psi d} \left\{ -\omega_r \underline{e}_{\Psi q} - \frac{R_R}{L_M} \underline{e}_{\Psi d} - \hat{\Psi}_{rq}^s \Delta \omega_r - K_3 l_d \right\} + \\ &\quad \underline{e}_{\Psi q} \left\{ \omega_r \underline{e}_{\Psi d} - \frac{R_R}{L_M} \underline{e}_{\Psi q} + \hat{\Psi}_{rd}^s \Delta \omega_r - K_4 l_d \right\} \\ &\quad \underline{e}_{\Psi d} \left\{ L_\sigma \left( \frac{R_R}{L_M} \underline{e}_{\Psi d} + K_1 l_d \right) - \frac{R_R}{L_M} \underline{e}_{\Psi d} - K_3 l_d \right\} + \\ &\quad \underline{e}_{\Psi q} \left\{ L_\sigma \left( \frac{R_R}{L_M} \underline{e}_{\Psi q} + K_2 l_q \right) - \frac{R_R}{L_M} \underline{e}_{\Psi q} - K_4 l_d \right\} \\ \dot{V} &= \underline{e}_{\Psi d} l_d \{ K_1 L_\sigma - K_3 \} + \underline{e}_{\Psi q} l_q \{ K_2 L_\sigma - K_4 \}. \end{aligned} \quad (162)$$

Jotta voidaan määrittää  $\dot{V}$ :n olevan määrätty negatiivinen, molempien derivaattojen pitää myös olla negatiivisia, jolloin epäyhtälö muodostuu seuraavaksi

$$\begin{aligned} e_{\Psi d} l_d \{ K_1 L_\sigma - K_3 \} &< 0 \\ e_{\Psi q} l_q \{ K_2 L_\sigma - K_4 \} &< 0 \end{aligned} \quad (163)$$

Nopeusestimaattorin stabiilisuusanalyysissä lähdetään ensin liikkeelle virheyhtälöiden matriisi muodosta, joka muotoutuu seuraavasti

$$\begin{aligned} 0 &= a_{11} e_\Psi - J \frac{\Delta \omega_r}{L_\sigma} \hat{\Psi}_{rdq} + K_i L \quad (a) \\ \dot{\underline{e}}_\Psi &= J \hat{\Psi}_r \Delta \omega_r + a_{22} \underline{e}_\Psi + K_\Psi L \quad (b) \end{aligned} \quad (164)$$

jossa

$$a_{11} = \frac{R_R}{L_\sigma L_M} I - \frac{\omega_r}{L_\sigma} J, \quad a_{22} = -\frac{R_R}{L_M} I + \omega_r J$$

$$K_i = \begin{bmatrix} K_1 & 0 \\ 0 & K_2 \end{bmatrix}, K_\Psi = \begin{bmatrix} -K_3 & 0 \\ 0 & -K_4 \end{bmatrix}$$

$$L = [l_d \quad l_q]^T I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Yhtälöstä (165)  $\dot{\underline{e}}_\Psi$  muuttuu liukuvavaiheessa seuraavaksi

$$\dot{\underline{e}}_\Psi = (a_{11} + a_{22})\underline{e}_\Psi - J\hat{\Psi}_{rdq}\Delta\omega_r Z + (K_\Psi + K_i)L \quad (165)$$

jossa  $Z = \left(\frac{1}{L_\sigma}I - I\right)$ . Yhtälö (165) esittää SMO:n ominaisuuksia liukuvanvaiheen aikana, joka voidaan esittää seuraavasti

$$\dot{\underline{e}}_\Psi = a_{11}L_\sigma\underline{e}_\Psi - J\hat{\Psi}_{rdq}\Delta\omega_r Z + (K_\Psi + K_i)L. \quad (166)$$

Lyapunovin stabiilisuus teoriaa pitää käyttää, jotta voidaan estimoida nopeutta. Lyapunovin yhtälö nopeuden estimaattorille on

$$V = \frac{1}{2}\underline{e}_\Psi^T\underline{e}_\Psi + \frac{1}{2L_\sigma}\Delta\omega_r^2, \quad (167)$$

jonka aikaderivaatta muotoutuu seuraavasti

$$\dot{V} = \underline{e}_\Psi^T\underline{\dot{e}}_\Psi + \frac{1}{L_\sigma}\Delta\omega_r \frac{d\hat{\omega}_r}{dt}. \quad (168)$$

Ensiksi lasketaan voiden eroyhtälö

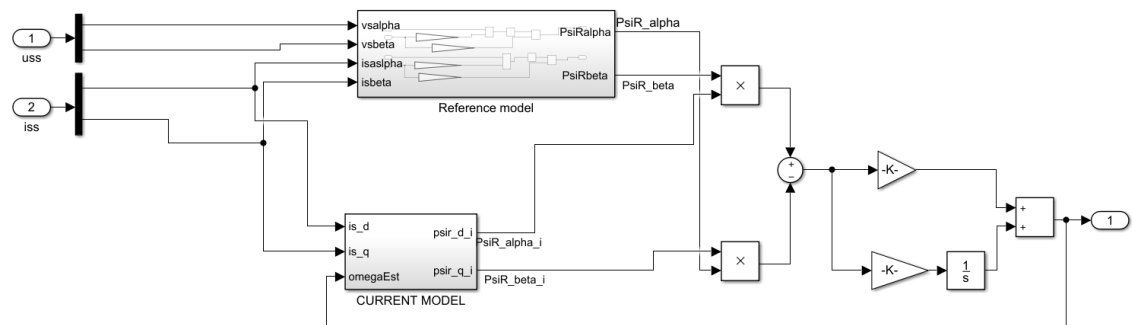
$$\underline{e}_\Psi = a_{11}^{-1} \left( \frac{J\hat{\Psi}_{rdq}\Delta\omega_r}{L_\sigma} - K_i L \right). \quad (169)$$

Sijoittaen yhtälön (169) yhtälöön (166) saadaan

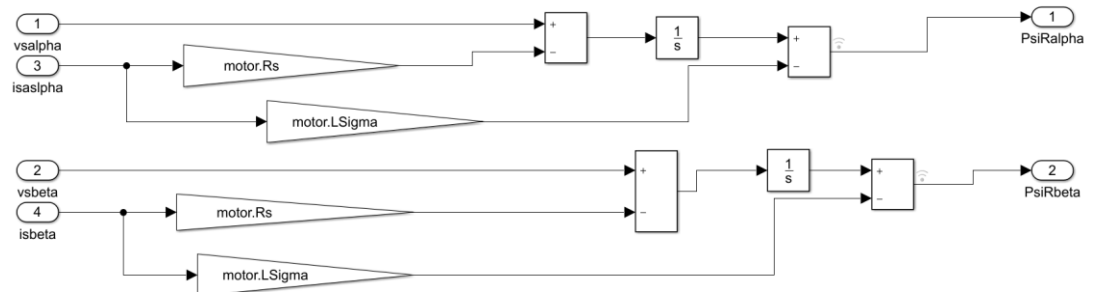
$$\begin{aligned} \dot{\underline{e}}_\Psi &= ZL_\sigma a_{11} a_{11}^{-1} \left( \frac{J\hat{\Psi}_{rdq}\Delta\omega_r}{L_\sigma} - K_i L \right) - J\hat{\Psi}_{rdq}\Delta\omega_r Z + (K_\Psi + K_i)L \\ &= (ZL_\sigma K_i + K_i + K_\Psi)L = Z_1 L, \end{aligned} \quad (170)$$

jossa  $Z_1 = (ZL_\sigma K_i + K_i + K_\Psi)$ . [17]

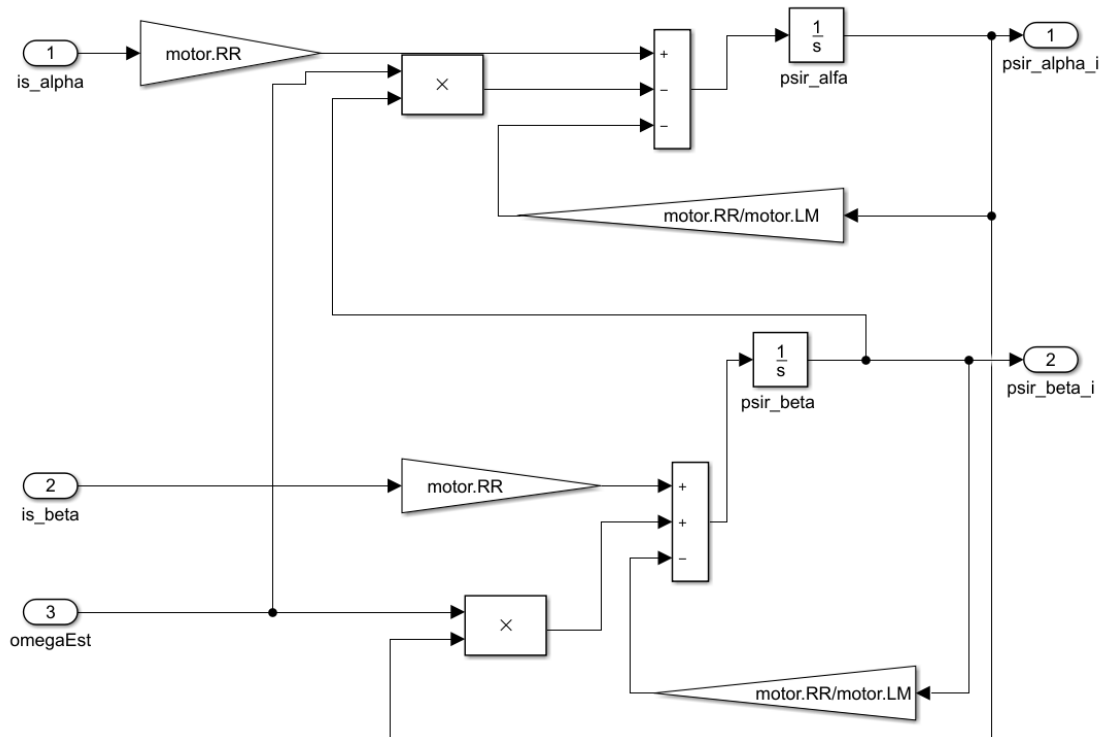
## LIITE B. SIMULINK MALLIT



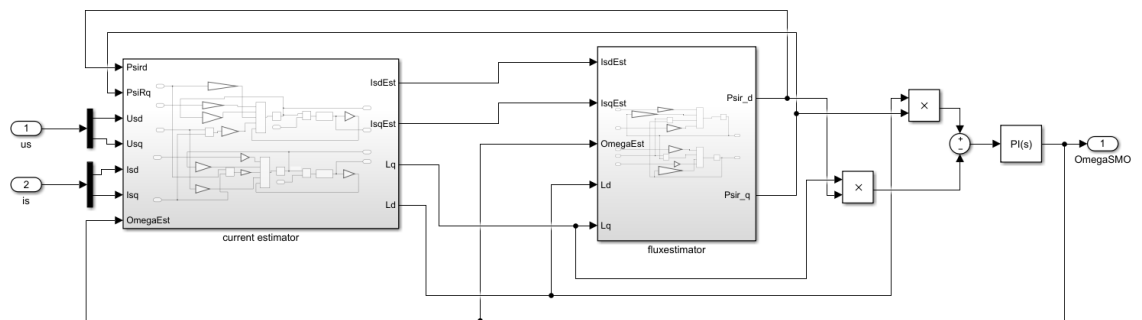
**Kuva 43. MRAS estimaattorimalli**



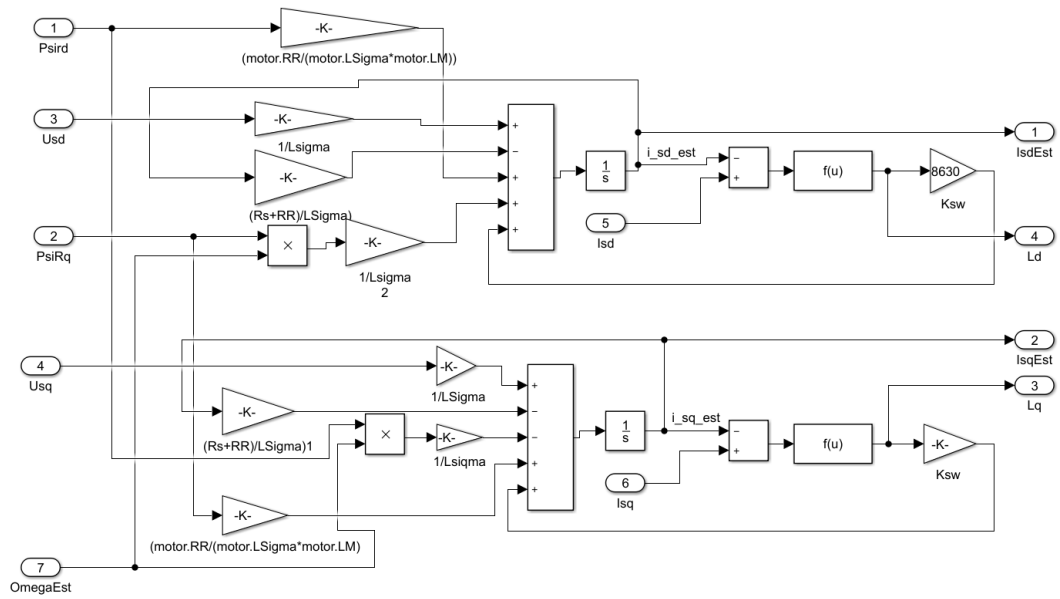
**Kuva 44. MRAS:n Jännitemalli**



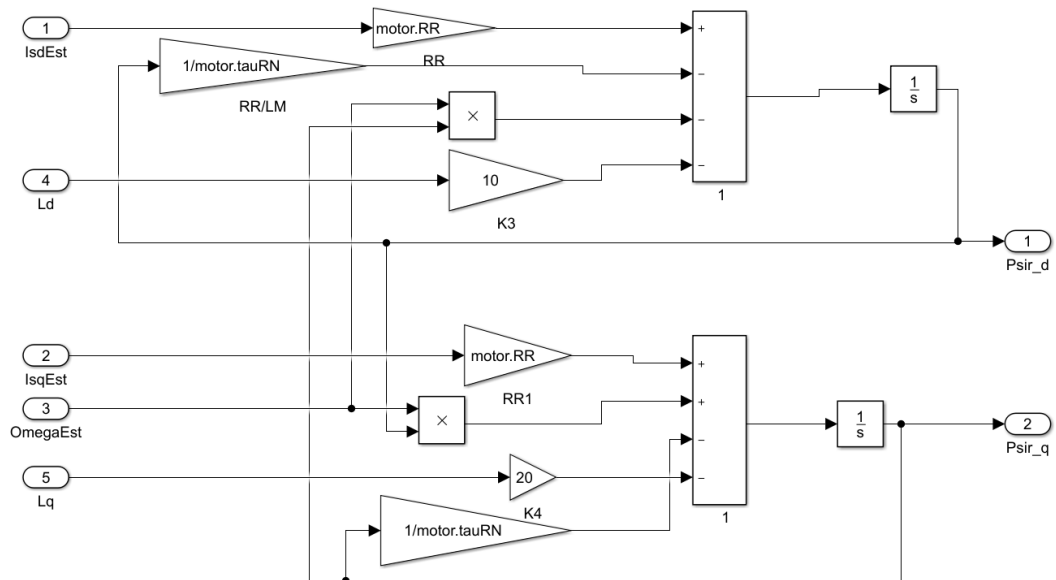
**Kuva 45. MRAS:n Virtamalli**



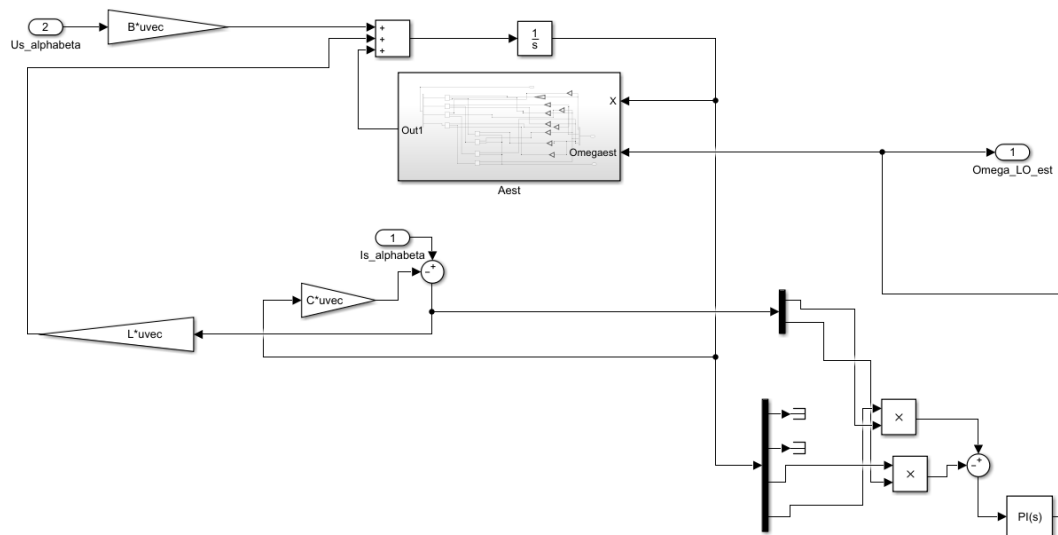
**Kuva 46 SMO:n mallikokonaisuus**



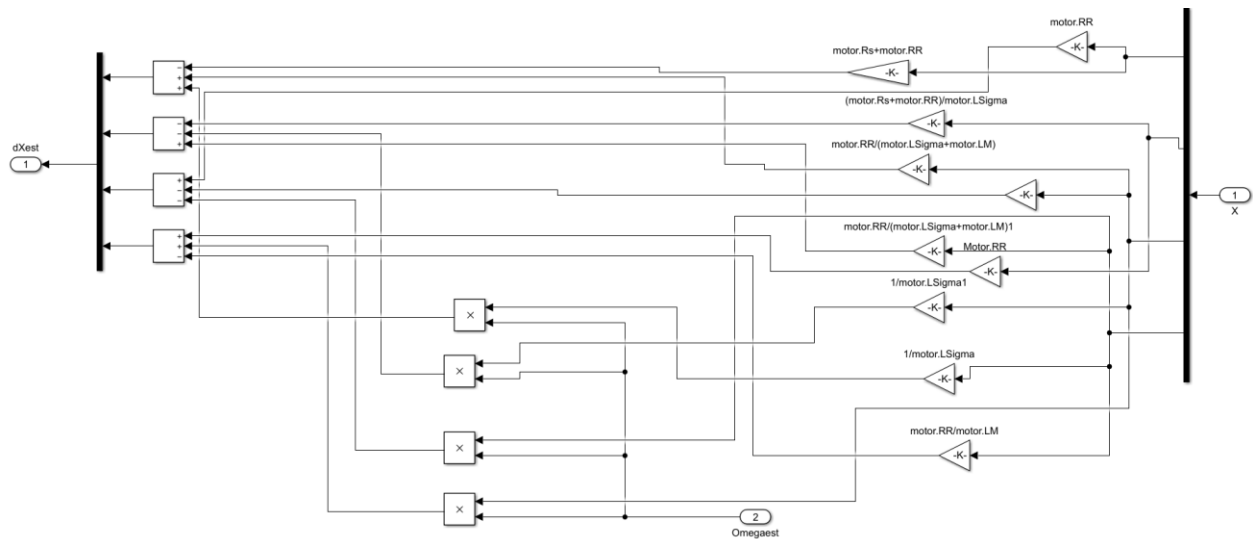
**Kuva 47. SMO:n virtaestimaattori**



**Kuva 48. SMO:n vuoestimaattori**



***Kuva 49. Luenbergerin havaittaja (LO)***



*Kuva 50 Luenbergerin havaittujen tilamatriisi Aest*